

ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อ
โครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด

นายประพล จาระตะคุ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2549

**2.45 GHz-TRANSCIVER SYSTEM FOR
POINT-TO-POINT WLAN**

Prapol Jarataku

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Telecommunication Engineering**

Suranaree University of Technology

Academic Year 2006

ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อ
โครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์)
ประธานกรรมการ

(อาจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภณ)
กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(อาจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก)
กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.เสาวณีย์ รัตนพานิช)
รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รองศาสตราจารย์ น.อ. ดร.วรพจน์ ขำพิศ)
คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ประพล จาระตะคุ : ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่าย
ท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด (2.45 GHz-TRANSCIEVER SYSTEM FOR POINT-TO-
POINT WLAN) อาจารย์ที่ปรึกษา : ดร. ชานูชัย ทองโสภณ, 126 หน้า

ระบบการสื่อสารไร้สาย มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องทั้งทางด้านภาพ เสียงและข้อมูล โดยเฉพาะเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายด้านอินเทอร์เน็ตได้พัฒนาอย่างรวดเร็ว ในปัจจุบันโครงข่ายไร้สายได้ถูกนำไปใช้ประโยชน์ในหลายที่โดยใช้ชื่อว่า ระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งใช้จุดเข้าถึงในการเชื่อมต่อโครงข่ายเข้าด้วยกัน ทำให้มีความสะดวกสบายในการติดตั้งและการใช้งาน โดยไม่มีการเชื่อมต่อสายนำสัญญาณ แต่อย่างก็ตาม การให้บริการของจุดเข้าถึงจะครอบคลุมพื้นที่ให้บริการในบริเวณจำกัด ดังนั้นการใช้ระบบเครื่องรับส่งสำหรับเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด จึงเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการขยายจุดให้บริการโครงข่าย เพิ่มพื้นที่บริการให้ครอบคลุมมากขึ้น และยังเป็นการประหยัดค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษา ด้วยวิธีการนี้ทำให้ผู้วิจัยมีความสนใจในการออกแบบระบบเครื่องรับส่งสำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด โดยอุปกรณ์ในระบบประกอบไปด้วยสายอากาศติดตั้งร่วมกับแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต เพื่อเพิ่มอัตราการขยายสัญญาณ และส่วนของวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง โดยระบบนี้จะถูกออกแบบให้ทำงานที่ย่านความถี่ 2.45 GHz ตามมาตรฐานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE802.11b และ g ซึ่งทำงานในย่าน ISM นอกจากนั้นผู้วิจัยได้ทำการทดสอบและวิเคราะห์ผลในระบบการทำงานจริง โดยระบบเครื่องรับส่งนี้จะทำให้ได้ระบบการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุดที่มีราคาถูก และช่วยลดการนำเข้าจากต่างประเทศ

PRAPOL JARATAKU : 2.45 GHz-TRANSCEIVER SYSTEM FOR
POINT-TO-POINT WLAN. THESIS ADVISOR : CHANCHAI
THONGSOPA, Ph.D. 126 PP.

BI-DIRECTIONAL AMPLIFIER/ MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)

The wireless communication system has continuously developed for the image, voice, and data, especially for the wireless internet technology that is growing very fast. Presently, wireless networks are implemented in everywhere with the name of Wireless Local Area Network (WLAN) that uses access point to combine networks together, since it is convenient to install and to use without transmission line connecting. However, access point service covers in limited area. Also, the transceiver system for point-to-point WLAN is an efficient method to increase service point for networks, increase coverage area, and save cost for maintenance. In this principle, we are interested in the transceiver system for point-to-point WLAN design. The components in this system include antenna with offset parabolic reflector, which increase gain, and the part of Bi-Directional Amplifier circuit. The system is designed at resonance frequency of 2.45 GHz under the IEEE 802.11b, g standard which operates in the ISM band. Moreover, we test and analyze results with their implementation. This system aims to fulfill the connect point-to-point WLAN for low cost and to reduce imported products from other countries.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature _____

Academic Year 2006 Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

อาจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภณ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหามาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ อาจารย์ ดร.ชุตินา พรหมมาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวิหัตถกรรม และ อาจารย์ปิยาภรณ์ กระฉอดนอก อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ ทางวิชาการ แนะนำและให้โอกาสในการศึกษา

ขอขอบคุณ ดร.อภิชาติ พงษ์พานิช จากศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ จ.ปทุมธานี ดร.ดวงอาทิตย์ ศรีมูล อาจารย์ประจำวิทยาลัยวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยรังสิต จ.ปทุมธานี ที่ให้ความรู้ คำแนะนำ และ ข้อมูลเกี่ยวกับการออกแบบวงจร และสายอากาศ

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ นาวาอากาศเอก ดร.วรพจน์ จำพิศ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุเทพ อุตสาหะ ศาสตราจารย์ ดร.สราวุฒิ สุจิตจร และ รองศาสตราจารย์ ดร.วิศิษฐ์พร สุขสมบัติ ที่ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และ เป็นกำลังใจที่ดีมาตลอด จนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

ขอขอบคุณ ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้โอกาสในการศึกษาต่อ และ สนับสนุนค่าใช้จ่ายระหว่างศึกษา เครื่องมือสำหรับการวิจัย จนสำเร็จการศึกษาด้วยดี ขอขอบคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่สนับสนุนทุนในการทำวิทยานิพนธ์ และขอขอบคุณ คุณวันวิสาข์ ไทยวิโรจน์ คุณปิณฑิพย์ ชาญโลหะ ที่เป็นทั้งน้องสาว น้องชายที่แสนดี และ เพื่อนบัณฑิตร่วมสาขาวิชา ที่สละเวลาช่วยตรวจสอบการพิมพ์วิทยานิพนธ์จนสำเร็จไปด้วยดี

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดามารดา รวมถึงญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบัน จนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

ประพล จาระตะคุ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
คำอธิบายสัญลักษณ์ และคำย่อ	ฎ
บทที่	

1 บทนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.5 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
1.7 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	4
2 หลักการของระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่าย	
ท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด และสายอากาศ	6
2.1 กล่าวนำ	6
2.2 อุปกรณ์ร่วม สายอากาศ และวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง	6
2.3 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง และการออกแบบ.....	8
2.3.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป	8
2.3.2 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ	9
2.3.3 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0).....	10
2.3.4 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง.....	12
2.3.5 อัตราขยายกำลัง.....	13

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.3.6	เสถียรภาพของวงจรรขยาย.....	14
2.3.7	ตัวเลขคุณค่าของตัวแปลงข้างเดียว (Unilateral Figure of Merit)	17
2.3.8	การแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน กรณีสองข้าง	19
2.3.9	วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ	22
2.3.10	น้อยสปีฟิเคอร์.....	22
2.3.11	การแมตช์อิมพีแดนซ์	22
2.3.12	การออกแบบวงจรรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง	26
2.4	สายอากาศ	29
2.4.1	สายอากาศแถบกว้าง.....	32
2.4.2	สายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลิคแบบออฟเซต.....	39
2.5	สรุป.....	42
3	การออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz และสายอากาศ	43
3.1	กล่าวนำ.....	43
3.2	การออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz.....	43
3.2.1	วงจรรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยใช้ทรานซิสเตอร์.....	43
3.2.2	วงจรรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยใช้วงจรรวมไมโครเวฟ	65
3.3	ออกแบบสายอากาศ	72
3.4	สรุป.....	76
4	การวัดและผลการทดลอง	77
4.1	กล่าวนำ.....	77
4.2	วัดทดลองคุณสมบัติต่าง ๆ และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ	77
4.2.1	สายอากาศแถบกว้าง.....	77
4.2.2	สายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลิคแบบออฟเซต.....	86
4.3	วัดทดลองคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง	93
4.4	วัดทดลอง ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz ในสภาพการใช้งานจริง.....	99
4.5	สรุป.....	102

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	107
5.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์	107
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	108
5.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	108
รายการอ้างอิง	110
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง.....	112
ภาคผนวก ข. รายการอุปกรณ์วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง.....	114
ภาคผนวก ค. รายละเอียดลายวงจรพิมพ์	116
ภาคผนวก ง. กล่องใส่วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง	117
ภาคผนวก จ. รายละเอียดทางเทคนิค สายอากาศแถบกว้างแผ่นสะท้อนคลื่น ทรงพาราโบลาแบบออฟเซต	120
ภาคผนวก ฉ. รายละเอียดทางเทคนิควงจรขยายสัญญาณสองทิศทาง	122
ภาคผนวก ช. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา.....	124
ประวัติผู้เขียน	126

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ตารางแสดงรายการอุปกรณ์ (Part list) ที่ใช้ประกอบวงจร	71
4.1 แสดงการเปรียบเทียบระยะทางการรับสัญญาณที่ได้จากการวัด และการคำนวณ	101
4.2 แสดงอัตราการรับส่งข้อมูลที่ระยะทางต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณ	102

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	แสดงรูปแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง.....7
2.2	โครงสร้างระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่าย ท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด.....7
2.3	โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป.....9
2.4	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปกับ w/h12
2.5	นิยามของกำลังงานที่แตกต่างกัน.....13
2.6	เสถียรภาพของวงจรโครงข่ายสองทาง15
2.7	การแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน19
2.8	โครงสร้างการป้อนกลับ25
2.9	โมเดลสมมูลของเฟดกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับขาซอร์ส.....25
2.10	วงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยาย27
2.11	แสดงวงจรคงค่าแรงดัน โดยใช้ไอซีเบอร์ 7805.....28
2.12	แสดงการต่อวงจรคงค่าแรงดันกับวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง28
2.13	วงจรระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz.....29
2.14	สายอากาศปากแตร และสายอากาศแถวลำดับ.....31
2.15	สายอากาศแผ่นสะท้อนคลื่น.....31
2.16	ลักษณะการป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมและรูปวงกลม33
2.17	กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพตช์34
2.18	สายอากาศไมโครสตริปพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก.....36
2.19	โครงสร้างสายอากาศแถบกว้าง.....38
2.20	แสดงรูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต.....39
2.21	โครงสร้างสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต41
3.1	วงจรโครงข่ายแมตช์ซึ่ง49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.2 วงจรโครงข่ายแมตซ์ชิงด้านเข้า	50
3.3 แสดงตำแหน่ง Z_{ML} บนแผนภูมิสมิท	51
3.4 แสดงการเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิตแดนซ์	52
3.5 แสดงการวนแผนภูมิสมิทเพื่อกำจัดค่าจริง	53
3.6 แสดงการหาค่าความยาวของ open shunt stub ด้านอินพุต	54
3.7 แสดงการหาค่าความยาวของสายส่งด้านอินพุต	55
3.8 สายส่งด้านอินพุต	56
3.9 วงจรโครงข่ายแมตซ์ชิงด้านเอาต์พุต	56
3.10 แสดงตำแหน่ง Z_{ML} บนแผนภูมิสมิท	58
3.11 แสดงการเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิตแดนซ์	58
3.12 แสดงการวนแผนภูมิสมิทเพื่อกำจัดค่าจริง	59
3.13 การหาค่าความยาวของ open shunt stub ด้านเอาต์พุต	60
3.14 แสดงการหาค่าความยาวของสายส่งด้านเอาต์พุต	61
3.15 สายส่งด้านเอาต์พุต	62
3.16 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง	62
3.17 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ กับ w/h	63
3.18 วงจรสมมูลของวงจรขยาย	65
3.19 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางในส่วนของภาครับสัญญาณ	67
3.20 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขยายสัญญาณภาครับ	67
3.21 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางในส่วนของภาคส่งสัญญาณ	68
3.22 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขยายสัญญาณภาคส่ง	68
3.23 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง	69
3.24 ลายวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง	69
3.25 แผ่นวงจรพิมพ์วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่ลงอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	70
3.26 แผ่นวงจรพิมพ์ที่ลงอุปกรณ์แล้วในกล่องโลหะ	70
3.27 สายอากาศแถบกว้างที่ออกแบบได้จากโปรแกรม IE3D	72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.28 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศแถบกว้าง	73
3.29 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศแถบกว้าง	74
3.30 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศแถบกว้าง.....	74
3.31 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแถบกว้าง.....	75
4.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแถบกว้าง	78
4.2 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ	79
4.3 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ	79
4.4 แสดงการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ	81
4.5 การเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	81
4.6 สายอากาศส่งแบบไดโพล	82
4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถบกว้าง	83
4.8 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์	84
4.9 แสดงการวัดอัตราขยายสัญญาณ	85
4.10 การเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดอัตราขยายสายอากาศ.....	85
4.11 อัตราการขยายสัญญาณของสายอากาศแถบกว้าง.....	86
4.12 โครงสร้างสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเซต	86
4.13 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ	87
4.14 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ.....	87
4.15 แสดงการวัดอัตราขยายสัญญาณสายอากาศ	88
4.16 การเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	89
4.17 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถบกว้าง แบบมีแผ่นสะท้อน พาราโบลาแบบออฟเซต	90
4.18 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์.....	91
4.19 แสดงการวัดอัตราขยายสัญญาณของสายอากาศ.....	92
4.20 การเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดอัตราขยายสายอากาศ.....	92

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.21 แสดงอัตราขยายสัญญาณของสายอากาศแถบกว้าง แบบมีแผ่นสะท้อน พาราโบลิคแบบออฟเซต	93
4.22 แสดงการวัดหาคณสมบัติวงจรขยายสองทิศทาง	94
4.23 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง	94
4.24 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่กำหนดให้ภาครับสัญญาณทำงาน	95
4.25 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุตของวงจрд้านภาครับ	95
4.26 ผลการวัดอัตราขยายสัญญาณของวงจрд้านภาครับ	96
4.27 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุตของวงจрд้านภาครับ	96
4.28 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่กำหนดให้ส่วนภาคส่งสัญญาณทำงาน	97
4.29 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุตของวงจрд้านภาคส่ง	98
4.30 ผลการวัดอัตราขยายสัญญาณของวงจрд้านภาคส่ง	98
4.31 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุตของวงจрд้านภาคส่ง	99
4.32 การต่อวงจขยายสัญญาณแบบสองทิศทางกับจุดเข้าถึง และ สายอากาศ	100
4.33 การติดตั้งเครื่องเพื่อทดสอบในสภาพการใช้งานจริง	100
4.34 ระยะทางที่ระบบรับส่งความถี่ 2.45 GHz รับสัญญาณได้	102
4.35 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุตของภาครับ	103
4.36 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุตของภาครับ	103
4.37 เปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณด้านภาครับ	104
4.38 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุตของภาคส่ง	104
4.39 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุตของภาครับ	105
4.40 เปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณด้านภาคส่ง	105
4.41 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ	106
4.42 เปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศแถบกว้างกับสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่น สะท้อนพาราโบลิคแบบออฟเซต	106

คำอธิบายสัญลักษณ์ และคำย่อ

W	=	width of the microstrip or patch antenna
l	=	length of microstrip or patch antenna
h	=	thickness of substrate
E	=	electric field
H	=	magnetic field
K	=	stability factor
S-parameter	=	scattering parameter
S_{11}	=	input reflection coefficient
S_{12}	=	reverse transmission coefficient
S_{21}	=	forward transmission coefficient
S_{22}	=	output reflection coefficient
Γ_{in}	=	input reflection coefficient
Γ_{out}	=	output reflection coefficient
Γ_T	=	load reflection coefficient
Γ_S	=	source reflection coefficient
Δ	=	delta factor
Z_{in}	=	input impedance
Z_{out}	=	output impedance
Z_S	=	source impedance
Z_T	=	load impedance
β	=	propagation constant
ϵ_r	=	relative permittivity
Z_S	=	source impedance
Z_T	=	load impedance
β	=	propagation constant
ϵ_r	=	relative permittivity

คำอธิบายสัญลักษณ์ และคำย่อ (ต่อ)

μ_o	=	Permeability
ϵ_o	=	Permittivity
ϵ_{re}	=	effective dielectric constant
η	=	intrinsic impedance
λ_0	=	wavelength of electromagnetic wave in free space
λ_d	=	wavelength of electromagnetic wave in dielectric
R_{in}	=	input impedance of patch antenna
f	=	frequency
r_s	=	radial of input stability circle
C_s	=	center of input stability circle
r_T	=	radial of output stability circle
C_T	=	center of output stability circle
Z_{OT}	=	transformer impedance
W_{eff}	=	effective width

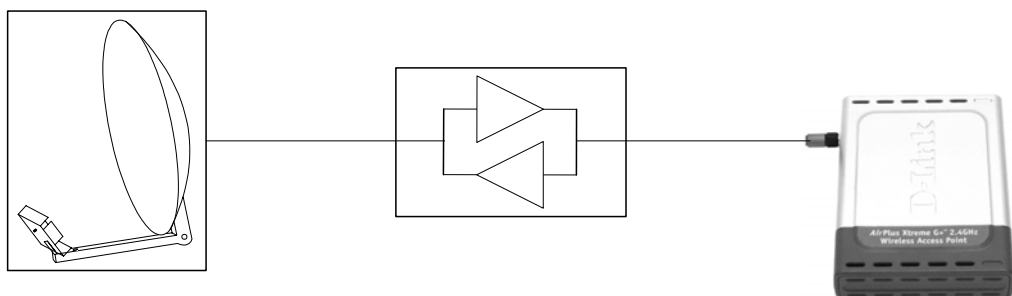
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network หรือ WLAN) ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากทั้งในสำนักงาน สถานที่ราชการหรือในหน่วยธุรกิจต่าง ๆ เนื่องจากทำให้การเข้าถึงข้อมูลมีความ สะดวกและคล่องตัว โดยไม่ต้องมีการเดินสายนำสัญญาณไปยังอุปกรณ์ปลายทาง (wireless terminal) จึงทำให้การเคลื่อนย้ายอุปกรณ์ปลายทางเป็นไปอย่างอิสระ รวมทั้งสามารถลดค่าใช้จ่ายในการสร้างโครงข่าย

การใช้งานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายจะใช้จุดเข้าถึง (Access Point : AP) เพื่อให้บริการในการติดต่อ สื่อสารกับอุปกรณ์ปลายทาง แต่การติดต่อสื่อสารจำกัดอยู่เฉพาะในพื้นที่ให้บริการเท่านั้น เมื่อต้องการขยายพื้นที่ให้บริการ จะใช้การเพิ่มจำนวนจุดเข้าถึง ซึ่งส่งผลให้มีค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้นด้วย ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเสนอการใช้งานจุดเข้าถึงร่วมกับระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz ซึ่งเป็น วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง เพื่อให้สัญญาณที่เข้าและออกจากจุดเข้าถึงมีอัตราขยายสูงขึ้น และเปลี่ยนแปลงสายอากาศของจุดเข้าถึงให้มีการแพร่กระจายสัญญาณให้เป็นแบบการ เชื่อมต่อจุดต่อจุด เพื่อขยายพื้นที่การให้บริการ ซึ่งรูปแบบการเพิ่มอุปกรณ์ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz แสดงดังรูป



รูปที่ 1.1 ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อ
โครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด

จากรูปที่ 1.1 แสดงระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศที่มีอัตราขยายในทิศทางเฉพาะสูง และวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง ในส่วนของสายอากาศที่มีอัตราขยายในทิศทางเฉพาะสูงได้มีการพัฒนาในหลาย ๆ รูปแบบ เช่น สายอากาศปากแตร (horn antenna) สายอากาศแผ่นสะท้อน (reflector antenna) และสายอากาศแถวลำดับ (array antenna) เป็นต้น สำหรับงานวิจัยนี้เลือกใช้สายอากาศแบบแผ่นสะท้อน เนื่องจากให้อัตราขยายในทิศทางเฉพาะสูง อีกทั้งยังง่ายต่อการออกแบบและการสร้าง ในส่วนวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz ปัจจุบันได้มีการพัฒนาชิปวงจรรวมไมโครเวฟแบบ MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) อย่างต่อเนื่องจนทำให้วงจรมีขนาดเล็ก ไม่ซับซ้อน ประหยัดพลังงาน และให้อัตราการขยายสัญญาณสูง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้การออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz ดังกล่าวด้วย วงจรรวมไมโครเวฟนำมาออกแบบรวมเป็นวงจรขยายแบบสองทิศทาง ซึ่งการออกแบบนี้จะทำให้ระบบการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุดที่ราคาถูกลง และลดการนำเข้าจากต่างประเทศโดยระบบจะเป็นไปตามมาตรฐานโครงข่ายไร้สาย IEEE802.11 b, g ที่ความถี่ 2.45 GHz พร้อมทั้งทำการทดสอบวิเคราะห์ผลในระบบการทำงานจริง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาออกแบบระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด
- 1.2.2 เพื่อศึกษาสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เพื่อนำมาใช้ในการออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz
- 1.2.3 เพื่อศึกษาออกแบบสายอากาศสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 ใช้สายอากาศตัวป้อนแบบแพตช์ร่วมกับแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต (offset parabolic reflector) ที่ความถี่ 2.45 GHz
- 1.3.2 ใช้วงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 ออกแบบสายอากาศความถี่ 2.45 GHz เพื่อให้ได้อัตราการขยายสัญญาณสูง
- 1.4.2 ออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz

- 1.4.3 ทดสอบระบบทำงานจริงโดยใช้อุปกรณ์ร่วมกันระหว่างจุดเข้าถึงวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง และสายอากาศ

1.5 วิธีดำเนินการวิจัย

1.5.1 แนวทางการดำเนินงาน

- 1) สำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- 2) ออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz
- 3) สร้างสายอากาศ และวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz ตามที่ได้ออกแบบไว้
- 4) ทดสอบ และวิเคราะห์ผลการทดลองในสภาพใช้งานจริง

1.5.2 ระเบียบวิธีวิจัย เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

- 1) สำรวจปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
- 2) ออกแบบ วิเคราะห์สายอากาศ และวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz เพื่อหาคุณสมบัติที่เหมาะสม
- 3) สร้างสายอากาศ และ วงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด
- 4) วิเคราะห์คุณสมบัติ และปรับแต่งจนได้อุปกรณ์ที่สมบูรณ์

1.5.3 สถานที่ทำการวิจัย ห้องวิจัยและปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถ.มหาวิทยาลัย ต.สุรนารี อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000 โทร.0-4422-3381 โทรสาร.0-4422-3394

1.5.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1) คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personnel Computer)
- 2) โปรแกรมเฉพาะทางวิศวกรรม Microwave Office™ IE3D™
- 3) เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)
- 4) เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer)
- 5) เครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ (Signal Generator)
- 6) เครื่องวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ (Radiation Pattern Antenna Measuring)

1.5.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

- 1) เก็บรวบรวมข้อมูลจากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
- 2) เก็บรวบรวมผลจากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปจากคอมพิวเตอร์

- 3) นำผลดังกล่าวไปวิเคราะห์ เพื่อใช้ประกอบการออกแบบสายอากาศและวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz
- 4) เก็บรวบรวมผลจากการออกแบบ สร้าง และวัดทดสอบสายอากาศและวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมและเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

1.5.6 การวิเคราะห์ข้อมูลความรู้เกี่ยวกับการสร้างสายอากาศ และวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด จะถูกนำไปวิเคราะห์ด้วยเทคนิควิธีเฉพาะทางวิศวกรรม

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.6.1 ได้สายอากาศที่สามารถรับส่งสัญญาณใน โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย อย่างมีประสิทธิภาพ
- 1.6.2 ได้วงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz ได้อย่างมีประสิทธิภาพ
- 1.6.3 ได้ชุดอุปกรณ์สายอากาศและวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz ร่วมทำงานเป็นระบบเชื่อมต่อแบบจุดต่อจุดของโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย
- 1.6.4 ได้สายอากาศต้นแบบ เพื่อพัฒนาไปใช้งานจริง

1.7 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บท และ 3 ภาคผนวก

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการวิจัย ขอบเขตของงานวิจัย วิธีดำเนินการวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และรายละเอียดในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการของระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz อุปกรณ์ร่วม สายอากาศ และวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง การออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz สายอากาศแถบกว้าง และสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลิกแบบออฟเซต

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยใช้ทรานซิสเตอร์ การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยใช้วงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit : MMIC) และสายอากาศ

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลองและการวัดทดลองคุณสมบัติต่าง ๆ และการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ การวัดทดลองคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz และผลการทดลอง

บทที่ 5 กล่าวถึงสรุปผลและคุณสมบัติของวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz โดยมีรายละเอียดเกี่ยวกับการสรุปผลการวิจัยของวงจรในบทต่าง ๆ ทั้งหมด ปัญหาที่เกิดขึ้นข้อเสนอแนะแนวทางในการแก้ไขปัญหา และแนวทางการพัฒนาในอนาคต

บทที่ 2

หลักการของระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อ โครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด และสายอากาศ

2.1 กล่าวนำ

ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz ประกอบด้วยสองส่วนใหญ่ ๆ คือ ส่วนของวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง และสายอากาศ โดยเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz ซึ่งประกอบไปด้วยทฤษฎีที่เกี่ยวข้องที่มีผลต่อการทำงานของวงจร ได้แก่ โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ อัตราการขยายสัญญาณ การแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกันกรณีสองข้าง วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

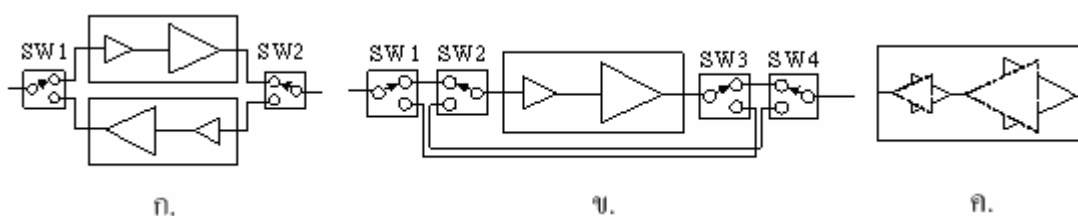
รวมไปถึงทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องได้แก่ ทฤษฎีสายนำสัญญาณไมโครสตริป การออกแบบโครงข่ายวงจรแมตช์ และทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปแพตช์ ซึ่งทั้งหมดนี้ใช้เป็นทฤษฎีในการออกแบบสร้างสายอากาศแอกทีฟ

ด้านสายอากาศจะกล่าวถึงเหตุผลในการสร้างสายอากาศที่มีความกว้างแถบ วิธีการเพิ่มความกว้างแถบ การเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศ

2.2 อุปกรณ์ร่วม สายอากาศ และวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

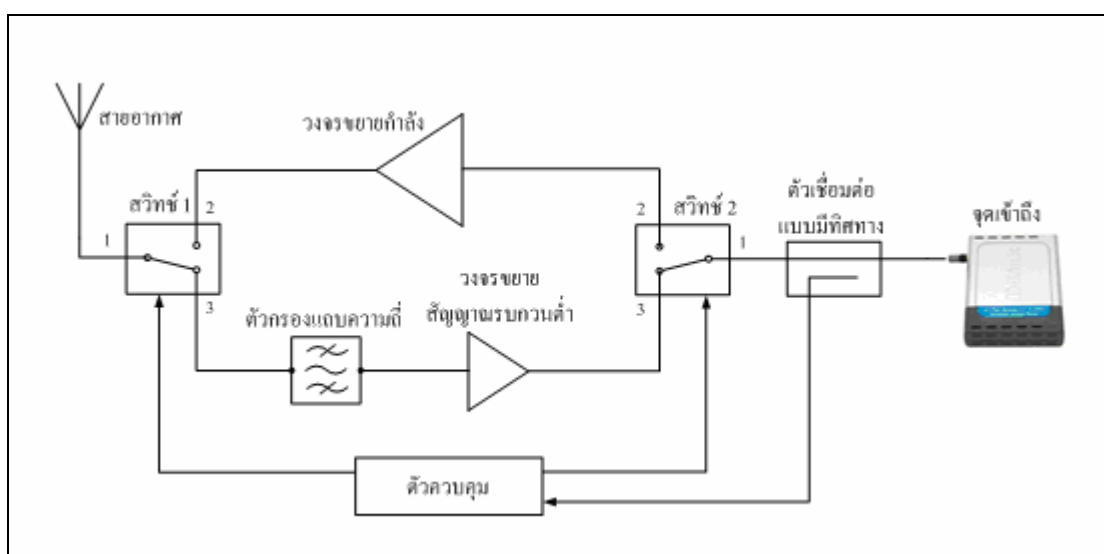
วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง ประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) และวงจรขยายสัญญาณกำลัง (Power Amplifier) ซึ่งวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง มีรูปแบบการต่อวงจรดังรูปที่ 2.1 ซึ่งแสดงรูปแบบวงจรขยายแบบสองทิศทางทั่วไป รูปที่ 2.1 ก. เป็นรูปเครื่องรับส่งแบบสองทิศทาง วงจรขยายสัญญาณจะแยกกันทำงานในส่วนรับสัญญาณ และส่งสัญญาณ โดยมีสวิตช์ทั้งทางด้านเข้าและข้างออก เป็นตัวเลือกให้วงจรขยายด้านส่งหรือด้านรับทำงาน ซึ่งลักษณะการรับส่งสัญญาณเป็นแบบครึ่งดูเพล็กซ์ ซึ่งจะมีอยู่ทั่วไปในวงจรรับส่ง และเหมาะที่จะนำมาใช้ขยายสัญญาณในงานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งการรับส่งข้อมูลไม่จำเป็นต้องรับส่งข้อมูลในทันทีทันใด รูป 2.1 ข. เครื่องรับส่งแบบสองทิศทางที่ใช้วงจรขยายสัญญาณชุดเดียวในการรับส่งสัญญาณแต่เพิ่มสวิตช์อีกสองตัวทั้งทางด้านเข้าและข้างออก เพื่อสลับสัญญาณที่ต้องการขยายสัญญาณ รูป 2.1 ค. แสดงเครื่องรับส่งแบบสองทิศทางอีกแบบที่

สามารถรับส่งข้อมูลต่าง ๆ ได้ในพร้อมกันซึ่งลักษณะการรับส่งสัญญาณเป็นแบบดูเพล็กซ์เต็ม (full duplex)



รูปที่ 2.1 แสดงรูปแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง⁽¹⁾

- ⁽¹⁾ หมายเหตุ : Compact ka-band bi-directional amplifier for low-cost electronic scanning array antenna Yang, J.M.; Lai, R.; Chung, Y.H.; Nishimoto, M.; Battung, M.; Lee, W.; Kagiwada, R.; Solid-State Circuits, IEEE Journal of Volume 39, Issue 10, Oct. 2004 pp.:1716 - 1719



รูปที่ 2.2 โครงสร้างระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด

รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญคือสายอากาศ จุดเข้าถึง และวงจรขยาย

สัญญาณแบบสองทิศทางรับส่งสัญญาณแบบครึ่งคู่เพื่อกซ์ สายอากาศที่เลือกใช้เป็นสายอากาศแบบแพตช์ ที่มีแถบความถี่กว้าง ติดตั้งบนแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลิค แบบออฟเซตโดยเว้นระยะห่างที่เหมาะสม จึงทำให้สายอากาศมีคุณสมบัติการเจาะจงในทิศทางเฉพาะสูงเหมาะสำหรับนำมาใช้สำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณแบบจุดต่อจุด (point-to-point links)

ในส่วนวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางใช้อุปกรณ์วงจรรวมไมโครเวฟ ซึ่งปัจจุบันได้มีการพัฒนาชิปวงจรรวมไมโครเวฟอย่างต่อเนื่อง จนทำให้วงจรมีขนาดเล็ก ไม่ซับซ้อน ประหยัดพลังงาน และให้อัตราการขยายสัญญาณสูง วงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz ใช้อุปกรณ์วงจรรวมไมโครเวฟ ซึ่งจะทำให้วงจรมีขนาดเล็ก ไม่ซับซ้อน ราคาถูก ประหยัดพลังงาน และให้อัตราการขยายสัญญาณสูงวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง โดยการทำงานวงจรจะรับสัญญาณจากจุดเข้าถึง (access point) มาเพื่อทำการขยาย และส่งสัญญาณหลังจากถูกขยายสัญญาณแล้วเพื่อส่งต่อไปยังสายอากาศและแพร่คลื่นออกไปในอากาศให้บริการแก่เครื่องถูกขยายต่อไป ในทางกลับกัน สัญญาณถูกส่งจากต้นทาง ผ่านมาทางสายอากาศของระบบคอยจนกว่าการส่งข้อมูลจะเสร็จสิ้น วงจรจึงจะให้สัญญาณผ่านวงจรขยายเพื่อขยายสัญญาณและขจัดสัญญาณรบกวนออก แล้วจึงส่งต่อไปยังจุดเข้าถึงเพื่อให้บริการแก่เครื่องถูกขยาย

การออกแบบนี้จะทำให้ระบบการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุดที่ราคาถูกและลดการนำเข้าจากต่างประเทศโดยระบบจะเป็นไปตามมาตรฐานโครงข่ายไร้สาย IEEE802.11b,g ที่ความถี่ 2.45 GHz

2.3 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง และการออกแบบ

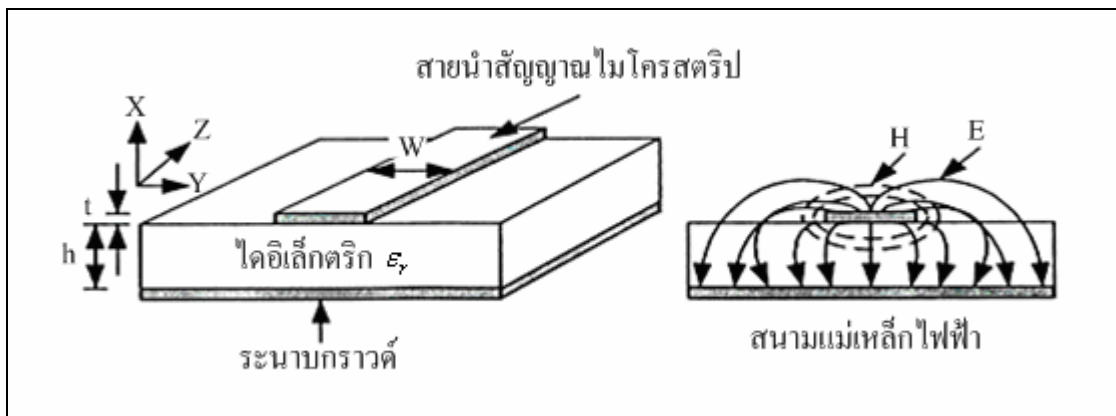
2.3.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป

สายนำสัญญาณไมโครสตริป ได้นำมาออกแบบใช้งานอย่างแพร่หลายสำหรับสร้างวงจรขยายสัญญาณย่านไมโครเวฟ เนื่องจากการสร้างโดยใช้เทคนิคแผ่นวงจรพิมพ์ทำให้มีขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบา อีกทั้งยังง่ายในการวางอุปกรณ์แอคทีฟและพาสซีฟบนส่วนต่าง ๆ ของโครงสร้างไมโครสตริป นอกจากนี้ยังสามารถ ปรับแต่งอุปกรณ์ ได้ภายหลังจากการสร้างวงจรโครงสร้างของไมโครสตริปแสดงได้ดังในภาพที่ 2.3 ประกอบด้วยวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกซึ่งด้านล่างจะวางบนระนาบกราวด์ (ground plane) และด้านบนจะติดกับตัวนำแถบแคบ ๆ (strip conductor) ซึ่งเป็นที่มาของคำว่าไมโครสตริป เส้นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ของไมโครสตริปไม่ได้อยู่ที่แบบแผ่นคลื่น TEM อย่างสมบูรณ์ แต่จะเป็นแบบแผนคล้าย TEM (Quasi-TEM Mode) ซึ่งจะมีความเร็วเฟสของการแพร่กระจายคลื่นดังนี้

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.1)$$

โดยที่ c คือความเร็วแสงในสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที

ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) ของวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป⁽²⁾

⁽²⁾ หมายเหตุ : Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, (p.143), Gonzalez, G., 1984, Prentice-Hall.

2.3.2 ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant : ϵ_{ff}) สายนำสัญญาณไมโครสตริป จะอยู่ในเทอมของฟังก์ชันค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (relative dielectric constant : ϵ_r) ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (h) และความกว้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป (w) สมการที่ได้จากการทดลองของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงได้ดังนี้

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2.2)$$

หรือ

$$\varepsilon_{ff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (2.3)$$

ความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริป (λ_g) เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงสมการได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[\frac{\varepsilon_r}{1 + 0.63(\varepsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 0.6 \quad (2.4)$$

หรือ

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[\frac{\varepsilon_r}{1 + 0.63(\varepsilon_r - 1)(w/h)^{0.0297}} \right]^{1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} < 0.6 \quad (2.5)$$

โดยที่ λ_o คือความยาวคลื่นในอากาศว่าง

ε_r คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

2.3.3 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_o)

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณไมโครสตริปเมื่อ $t/h \leq 0.005$ สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$Z_o = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \ln \left(8 \frac{h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2.6)$$

$$Z_o = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.414 \right) \right\}^{-1} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (2.7)$$

เมื่อ

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} \quad (2.8)$$

โดยที่ η คืออินทรีนซิกอิมพีแดนซ์ (intrinsic impedance)

μ_o คือค่าความซาบซึมได้ในอวกาศว่าง (permeability) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี/เมตร

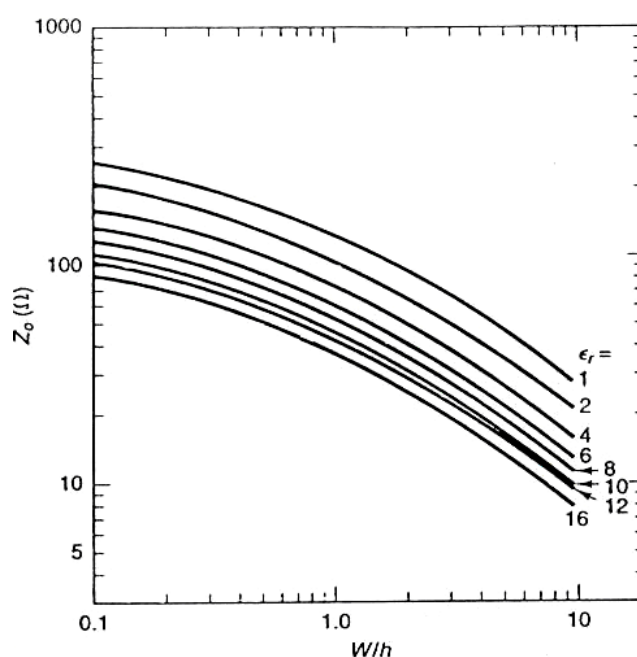
ϵ_o คือค่าสภาพยอมในอวกาศ (permittivity) มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} ฟารัด/เมตร

สมการดังกล่าวจะใช้ต่อเมื่อความหนา t มีค่าเป็นศูนย์ หรือ $t/h \leq 0.005$ อย่างไรก็ตามถ้าหาก $t/h \geq 0.005$ จะแทน w ในทุก ๆ สมการด้วยความกว้างประสิทธิภาพ (effective width) ที่ดัดแปลงขึ้นมาใหม่ เมื่อ t/h และ $t < w/2$ แล้ว w_{eff} จะกลายเป็น

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2}{t/h} \right) \right] \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (2.9)$$

หรือ

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi}{t/w} \right) \right] \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายนำสัญญาณ ไมโครสตรีกกับ w/h

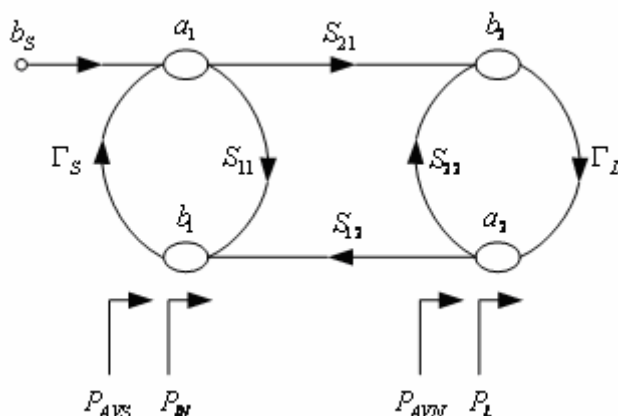
2.3.4 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ต้องการในย่านความถี่สูง การออกแบบทั่วไปจะใช้พารามิเตอร์การกระจายของทรานซิสเตอร์สิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณาในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงคือ เสถียรภาพ อัตราขยายกำลัง ความกว้างแถบและสัญญาณรบกวน การออกแบบต้องเลือกคุณสมบัติและชนิดของทรานซิสเตอร์ให้เหมาะสม รวมทั้งการออกแบบโครงข่ายแมตซ์ซึ่งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต เพื่อให้ได้วงจรขยายสัญญาณความถี่สูงที่มีเสถียรภาพ มีอัตราขยายกำลังสูง สัญญาณรบกวนต่ำ และความกว้างแถบตามต้องการ

จากรูปที่ 2.5 แสดงการไหล (Signal flow graph) ของสัญญาณซึ่งเป็นวิธีที่สะดวกที่สุดในการวิเคราะห์การรับส่งสัญญาณและการสะท้อนคลื่นในวงจรขยายไมโครเวฟ หลังจากเขียนกราฟการไหลของสัญญาณได้แล้วก็จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรได้ด้วยการใช้กฎของ Mason ซึ่งกราฟการไหลของสัญญาณนี้ทำให้สามารถหาสมการของอัตรากำลังและอัตราแรงดัน ของวงจรขยายไมโครเวฟที่ซับซ้อนได้ง่าย ๆ โดยมีกฎต่อไปนี้

1. กำหนดตัวแปรให้เป็นโนด
2. พารามิเตอร์การกระจายและสัมประสิทธิ์การสะท้อนกำหนดให้เป็นสาขา

3. สาขาที่พุ่งเข้าโนดเป็นตัวแปรตาม และสาขาที่พุ่งออกโนดเป็นตัวแปรต้น โหนดตัวแปรต้นก็คือคลื่นที่ตกกระทบ และคลื่นสะท้อนก็คือ โหนดของตัวแปรตาม
4. โหนดท่าผลรวมของสาขาที่พุ่งเข้า



รูปที่ 2.5 นิยามของกำลังงานที่แตกต่างกัน

2.3.5 อัตราขยายกำลัง

อัตราขยายกำลัง ถูกนำมาใช้เพื่อการออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงย่านไมโครเวฟ จากรูปที่ 2.5 แสดงกราฟการไหลของสัญญาณและกำลังงานที่แตกต่างกันซึ่งถูกนำมาใช้ในสมการอัตราขยายกำลังดังนี้คือ

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (2.11)$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (2.12)$$

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} \quad (2.13)$$

โดยที่ G_T คืออัตราขยายกำลังของตัวแปลง (Transducer Power Gain)

G_P คืออัตราขยายกำลัง (Power Gain)

G_A คืออัตราขยายกำลังที่มีได้ (Available Power Gain)

P_{AVS} คือกำลังที่มีได้จากแหล่งกำเนิด

P_{AVN} คือกำลังที่มีได้จากโครงข่าย

P_{IN} คือกำลังงานอินพุตที่ส่งไปยังโครงข่าย

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (2.14)$$

$$G_P = \frac{1}{1-|\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.15)$$

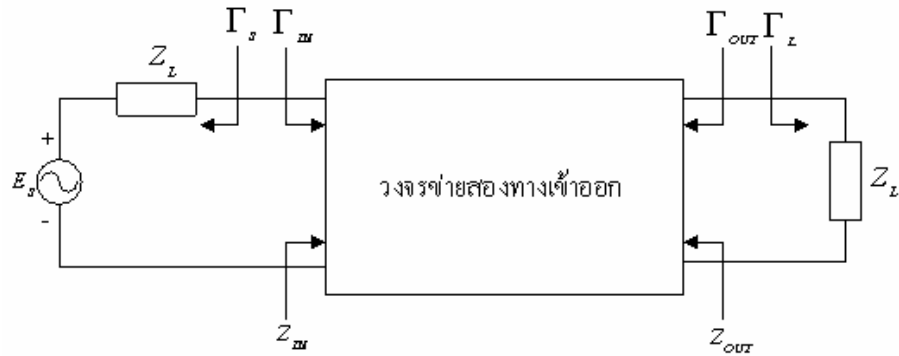
$$G_A = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|\Gamma_{OUT}|^2} \quad (2.16)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \quad (2.17)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{21} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \quad (2.18)$$

2.3.6 เสถียรภาพของวงจรถ่าย

เสถียรภาพของวงจรถ่ายเป็นสิ่งสำคัญในการพิจารณาในการออกแบบ และสิ่งเหล่านี้หาได้จากพารามิเตอร์การกระจาย โครงข่ายการแมตช์และโหลดปลายสาย แสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 เสถียรภาพของวงจรโครงข่ายสองทาง

ในเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนเงื่อนไขของเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขคือ

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (2.19)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (2.20)$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| \frac{S_{11} - \Gamma_L \Delta}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.21)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| \frac{S_{22} - \Gamma_s \Delta}{1 - S_{11} \Gamma_s} \right| < 1 \quad (2.22)$$

กำหนดให้สมการ (2.21) และสมการ (2.22) เท่ากับ 1 แล้วแก้สมการหาค่า Γ_s และ Γ_L จากนั้นแสดงค่าทั้งสองให้อยู่บริเวณวงกลมซึ่งเรียกว่าวงกลมเสถียรภาพ (stability Circle) ได้สมการ

$$\left| \Gamma_L \frac{(S_{11} - \Delta S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.23)$$

$$\left| \Gamma_s \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.24)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.25)$$

รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมเมื่อ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ ในระนาบ Γ_S และ Γ_L ตามลำดับ จะหาได้จากสมการ (2.23) และสมการ (2.24) นั่นคือ ค่าของ Γ_L เมื่อ $|\Gamma_{IN}|=1$ จะอยู่ในวงกลมเสถียรภาพเอาต์พุต (output stability circle) ซึ่งรัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมดังนี้

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.26)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.27)$$

ค่าของ Γ_S เมื่อ $|\Gamma_{OUT}|=1$ จะอยู่ในวงกลมเสถียรภาพอินพุต (input stability circle) ซึ่งมีรัศมี และจุดศูนย์กลางของวงกลมแสดงได้ดังสมการ

$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.28)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.29)$$

โดย r_S เป็นรัศมีของวงกลม Γ_S

r_L

เป็นรัศมีของวงกลม Γ_L

C_S

เป็นจุดศูนย์กลางของ

วงกลม Γ_S

C_L

เป็นจุดศูนย์กลางของ

วงกลม

เมื่อเราทราบพารามิเตอร์การจัดกระจายของอุปกรณ์สองทางเข้าออกค่าความถี่หนึ่ง ๆ เราก็สามารถคำนวณหาค่ารัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมในสมการ (2.26) ถึงสมการ (2.29) หลังจากนั้นนำมาวาดบนแผนภูมิสมิท และสามารถสังเกตเห็นเซตของค่า Γ_L และ Γ_S ที่จะทำให้ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ ความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขจะเกิดขึ้นได้นั้น วงกลมเสถียรภาพ จะต้องอยู่ด้านนอกของแผนภูมิสมิททั้งหมด สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$|C_L| - r_L > 1 \quad \text{เมื่อ } |S_{11}| < 1 \quad (2.30)$$

$$|C_S| - r_S > 1 \quad \text{เมื่อ } |S_{22}| < 1 \quad (2.31)$$

จากสมการ (2.19) ถึง (2.22) เมื่อเราพิจารณาเงื่อนไขที่เพียงพอและจำเป็นของการมีเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขของวงจรสองทางเข้าออกได้ดังสมการ

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2(S_{12}S_{21})} \quad (2.32)$$

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2.33)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2.34)$$

$$|\Delta| < 1 \quad (2.35)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (2.36)$$

2.3.7 ตัวเลขคุณค่าของตัวแปลงข้างเดียว (Unilateral Figure of Merit)

ถ้า S_{12} สามารถกำหนดให้เท่ากับศูนย์ การออกแบบจะทำได้ง่ายขึ้นและสมการที่ใช้ในการพิจารณาคือ

$$\frac{G_T}{G_{TU}} = \frac{1}{|1-X|^2} \quad (2.37)$$

เมื่อ

$$X = \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L}{(1-S_{11}\Gamma_s)(1-S_{22}\Gamma_L)} \quad (2.38)$$

จากสมการ (2.37) อัตราส่วน อัตราขยายกำลังของตัวแปลงต่ออัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว ดังสมการ

$$\frac{1}{(1+|X|)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-|X|)^2} \quad (2.39)$$

เมื่อ $\Gamma_s = S_{11}^*$ และ $\Gamma_L = S_{22}^*$, G_{TU} มีค่ามากที่สุด และในกรณีนี้ ค่าผิดพลาดสูงสุดที่เกิดขึ้นเมื่อใช้ G_{TU} เป็นข้อกำหนด

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (2.40)$$

เมื่อ

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \quad (2.41)$$

ซึ่งจะเรียกสมการ (2.41) ว่าเป็นตัวเลขคุณค่าของตัวแปลงค่าเดียว เป็นสมการที่ใช้เพื่อการพิจารณา เลือกรูปแบบ โดยแทนค่าในสมการ (2.40) แล้วผลลัพธ์ที่ได้จากด้านซ้ายและด้านขวาสมการ ว่ามีความแตกต่างกันมากหรือไม่ ถ้ามีความแตกต่างกันน้อยมาก สามารถเลือกใช้เทคนิคของตัวแปลงข้างเดียวได้ และถ้ามีความแตกต่างกันมาก ไม่ควรเลือกใช้เทคนิคของตัวแปลงข้างเดียวให้ เลือกใช้เทคนิคอื่น

2.3.8 การแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน กรณีสองข้าง

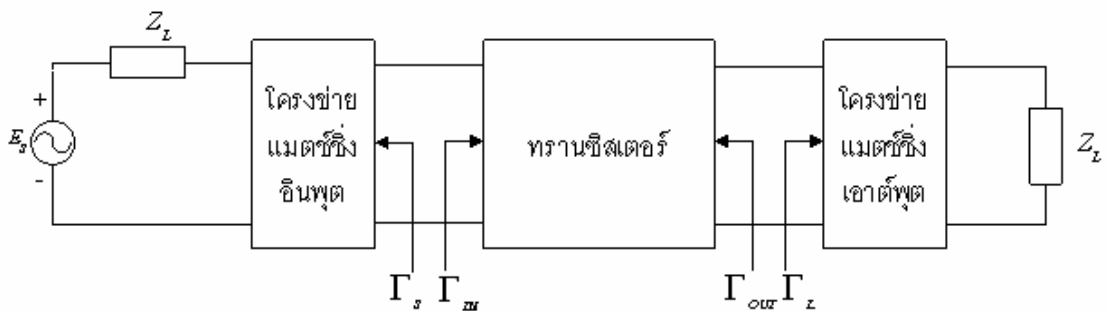
เมื่อ $S_{12} \neq 0$ และการตั้งสมมติฐานแบบข้างเดียว (unilateral) ไม่สามารถทำได้ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของอินพุตและเอาต์พุตจะเป็นไปตามสมการ (2.17) และ (2.18) ตามลำดับ โดยทั้งนี้มีเงื่อนไขที่จำเป็นในการทำให้ได้อัตราขยายกำลังของตัวแปลงพลังงานสูงสุดคือ

$$\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* \quad (2.42)$$

และ

$$\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* \quad (2.43)$$

เงื่อนไขเหล่านี้แสดงดังรูปที่ 2.7 และถูกอ้างอิงในนามเงื่อนไขการแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน เมื่ออินพุตและเอาต์พุตถูกทำให้เข้ากันได้แล้วทำให้ $(VSWR)_{in} = (VSWR)_{out} = 1$



รูปที่ 2.7 การแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน

จากสมการ (2.17), (2.18), (2.42) และ (2.43) เราสามารถเขียนได้ว่า

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.44)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.45)$$

แก้สมการทั้งสองพร้อม ๆ กัน จะได้ค่า Γ_S และ Γ_L ซึ่งจำเป็นต้องใช้ในการแมตช์แบบคอนจูเกต
พร้อมกัน เรียกค่าเหล่านี้ว่า Γ_{MS} และ Γ_{ML} ดังนั้นเราจะได้

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (2.46)$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (2.47)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.48)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.49)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (2.50)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (2.51)$$

สิ่งที่เราจะกล่าวต่อไปนี้จะแสดงให้เห็นว่าในกรณีของโครงข่ายสองทางเข้าออกแบบ
เสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขนั้นคำตอบจากการแก้สมการ (2.46) และ (2.47) ถ้า $|B_1/2C_1| > 1$ และ
 $B_1 > 1$ ใน (2.46) คำตอบที่มีเครื่องหมายเป็นลบจะทำให้ $|\Gamma_{MS}| < 1$ และคำตอบที่มีเครื่องหมาย
เป็นบวกจะทำให้ $|\Gamma_{MS}| > 1$ ถ้า $|B_1/2C_1| > 1$ และ $B_1 < 0$ นั้นคำตอบที่มีเครื่องหมายเป็นบวกจะ
ทำให้ $|\Gamma_{MS}| < 1$ และคำตอบที่มีเครื่องหมายเป็นลบจะทำให้ $|\Gamma_{MS}| > 1$ การพิจารณาในทำนอง
เดียวกันนี้สามารถนำไปใช้กับ (2.47) ได้ด้วย

เนื่องจากว่าเราสามารถแสดงให้เห็นได้ว่า $|B_i/2C_i|^2 > 1$ ($i=1$ หรือ 2) มีความ
คล้ายคลึงกับ $K^2 > 1$ เราจึงได้เงื่อนไข $|B_i/2C_i| > 1$ มีความคล้ายคลึงกับ $|K| > 1$ ด้วย ดังนั้นถ้า
หากว่า $|K| > 1$ เมื่อ K มีค่าเป็นบวกแล้ว คำตอบหนึ่งของ (2.46) และ (2.47) จะมีขนาดต่ำกว่า 1
และคำตอบอื่นจะมีขนาดมากกว่า 1 ในความเป็นจริง สำหรับ $|K| > 1$ และ $B_1 > 0$ คำตอบที่มี

เครื่องหมายลบจะมีขนาดมากกว่า 1 ส่วนการวิเคราะห์ในกรณีที่ $|K| > 1$ ด้วย K ที่เป็นค่าลบนั้นซึ่งจะได้ว่าสำหรับ $|K| < -1$ แล้วนั้นจะไม่มีการแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน

สิ่งที่คู่กับ Γ_{MS} และ Γ_{ML} ก็คืออิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายพลังงานและโหลด ส่วนที่เป็นค่าจริงของอิมพีแดนซ์เหล่านี้จะมีค่าเป็นบวก ถ้าหากว่า $|\Gamma_{MS}| < 1$ และ $|\Gamma_{ML}| < 1$ จากที่ได้พิจารณาก่อนหน้านี้ เราสรุปได้ว่าในแง่ของ K แล้วนั้น เงื่อนไขที่ทำให้โครงข่ายแบบสองทางเข้าออกสามารถแมตช์ได้พร้อมกันโดยที่ $|\Gamma_{MS}| < 1$ และ $|\Gamma_{ML}| < 1$ คือ $K > 1$

เงื่อนไข $K > 1$ เป็นเพียงเงื่อนไขเดียวที่จำเป็นในการเกิดเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข ดังนั้น การแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกันที่มีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขจะเป็นไปได้ถ้า $K > 1$ และ $|\Delta| > 1$ เนื่องจากว่า $|\Delta| < 1$ หมายถึงว่า $B_1 > 0$ และ $B_2 > 0$ เครื่องหมายลบจะต้องนำไปใช้ใน (2.46) และ (2.47) เมื่อทำการคำนวณการแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน สำหรับโครงข่ายที่มีทางเข้าออกสองทางอันหนึ่งที่มีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข

การอ้างใด ๆ ถึงการแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน ตั้งอยู่บนสมมติฐานที่ว่าโครงข่ายสองทางเข้าออกที่กำลังพิจารณานั้นมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข ในกรณีที่มีความเป็นไปได้อย่างมากที่จะไม่มีเสถียรภาพนั้น กระบวนการออกแบบที่ดีที่สุดควรจะทำโดยใช้ G_p และ G_A ส่วนอัตราขยายกำลังของตัวแปลงพลังงานสูงสุดนั้น ถ้าให้ทำงานภายใต้เงื่อนไขการแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน เราจะได้อัตราขยายจาก (2.14) ซึ่งมี $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* = \Gamma_{MS}$ และ $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* = \Gamma_{ML}$ ดังนั้น เราจะได้ว่า

$$G_{T,MAX} = \frac{1}{1 - |\Gamma_{MS}|^2} |S_{11}|^2 \frac{1 - |\Gamma_{ML}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_{ML}|^2} \quad (2.52)$$

แทนค่า (2.46) และ (2.47) ลงใน (2.52) เราจะได้ว่า $G_{T,MAX}$ สามารถเขียนอยู่ในรูป

$$G_{T,MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (2.53)$$

เนื่องจากภายใต้เงื่อนไขการแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกัน $G_T = G_p = G_A$ เราจะได้ว่า $G_{T,MAX} = G_{P,MAX} = G_{A,MAX}$ อัตราการขยายที่มากที่สุดที่ยังเสถียรภาพจะกำหนดจากค่า $G_{T,MAX}$ เมื่อ $K = 1$ หรืออีกนัยหนึ่ง

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (2.54)$$

การแมตช์แบบคอนจูเกตพร้อมกันนั้นจะไม่เกิดขึ้นที่ $K < 1$ อย่างไรก็ตามก็ดีในกรณีที่โครงข่ายที่มีทางเข้าออกสองทางที่มีแนวโน้มนั้นจะไม่เสถียรภาพที่มี $K > 1$ นั้นแต่ $|\Delta| > 1$ (ซึ่งเหมือนกับ $B_1 < 0$ และ $B_2 < 0$) ผลการแก้สมการ (2.46) และ (2.47) โดยใช้เครื่องหมายบวกจะได้ $|\Gamma_{MS}| < 1$ และ $|\Gamma_{ML}| < 1$ ในกรณีดังกล่าว (นั่นคือที่ $K > 1$ แต่ $|\Delta| > 1$) ค่าของ Γ_{MS} และ Γ_{ML} ที่หาได้จากสมการโดยใช้เครื่องหมายเป็นบวกจะให้ผลเป็นค่า G_T ที่มีค่าต่ำสุด และค่า VSWR ของอินพุตและเอาต์พุตจะมีค่าเป็นหนึ่ง แทนค่า Γ_{MS} และ Γ_{ML} ลงใน (2.51) ค่าต่ำสุดของ G_T จะหาได้จาก

$$G_T = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K + \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (2.55)$$

ในสถานการณ์ที่มีแนวโน้มนั้นจะไม่เสถียรอย่างมากนั้น ค่า G_T ที่มากที่สุดจะเข้าสู่อนันต์ เมื่อ Γ_S และ Γ_L วิ่งเข้าสู่เขตที่ไม่มีเสถียรภาพ ดังนั้นสมการ (2.55) จะให้ค่าต่ำสุดที่สามารถเป็นไปได้เมื่อ $K > 1$ และ $|\Delta| > 1$ ดังนั้นทางเข้าอินพุตและเอาต์พุต แมตช์กันได้แบบคอนจูเกตถ้า $(VSWR)_{IN} = (VSWR)_{OUT} = 1$ โดยที่

$$VSWR_{IN} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.56)$$

$$VSWR_{OUT} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} \quad (2.57)$$

2.3.9 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากวงจรหนึ่งของวงจรส่วนหน้าของระบบเครื่องรับวิทยุ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทำหน้าที่ขยายสัญญาณโดยไม่ทำให้ค่าน้อยส์ฟีกเกอร์ ของระบบแย่งลงมากในการใช้งานส่วนใหญ่ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเป็นภาคอุปกรณ์

แอกทิฟภาคแรกในระบบเครื่องรับดังนั้นมันจะมีผลกระทบต่อค่าน้อยสปีกเกอร์รวมของระบบอย่างมาก วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจึงต้องการค่าน้อยสปีกเกอร์ต่ำ และมีอัตราขยายสูง นอกจากนี้วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำยังต้องการค่าการสูญเสียย้อนกลับทางอินพุตและเอาต์พุตที่ดีเพื่อลดผลการสะท้อนกลับของสัญญาณด้านอินพุตและเอาต์พุต รวมทั้งวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำควรมีค่าไอโซเลชันย้อนกลับสูงเพื่อป้องกันสัญญาณที่ไม่ต้องการไหลย้อนกลับผ่านวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเข้าไปที่สายอากาศหรือส่วนของระบบภาคส่ง

2.3.10 น้อยสปีกเกอร์

ค่าน้อยสปีกเกอร์เป็นค่าที่มีความสำคัญที่สุดสำหรับวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ค่าน้อยสปีกเกอร์เป็นตัวบอกระดับของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR : signal to noise ratio) จากอินพุตสู่เอาต์พุตของวงจร น้อยสปีกเกอร์รวมของระบบที่ทดสอบสามารถคำนวณได้ดังสมการ โดย NF_n เป็นค่าน้อยสปีกเกอร์ของวงจรลำดับที่ n และ G_{pn} เป็นค่าอัตราขยายของวงจรลำดับที่ n

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{p1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{p1}G_{p2}} \dots \quad (2.58)$$

จากสมการจะเห็นว่าวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำซึ่งเป็นวงจรภาคแรกของระบบมีผลกระทบอย่างมากต่อค่าน้อยสปีกเกอร์ของระบบทั้งหมด ดังนั้นการออกแบบวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำจึงควรออกแบบให้ค่าน้อยสปีกเกอร์มีค่าต่ำที่สุด โดยที่ค่าที่ยอมรับได้ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ โดยทั่วไปจะมีค่าน้อยสปีกเกอร์ไม่เกิน 2 dB

2.3.11 การแมตช์อิมพีแดนซ์

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มักจะใช้ในส่วนหน้าของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำของระบบเครื่องรับ ปกติแล้วจะถูกรออกแบบมาสำหรับระบบอิมพีแดนซ์แบบ 50 โอห์ม คุณสมบัติวงจรกรองผ่านแถบความถี่อาจเปลี่ยนแปลงเมื่อค่าอินพุตหรือเอาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่าต่างออกไป ดังนั้นจึงเป็นสิ่งสำคัญที่วงจรกรองผ่านแถบความถี่จะต้องมีการเทอร์มินเนตที่เหมาะสมตลอดช่วงความถี่นอกจากนี้อิมพีแดนซ์วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตก็ควรแมตช์เข้ากับอิมพีแดนซ์ของระบบเพื่อให้มีการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด

รูปแบบของวงจรหลายชนิดถูกใช้ในวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำเพื่อที่จะแมตช์อินพุตอิมพีแดนซ์โดยรูปแบบแรกใช้ความต้านทาน 50 โอห์ม ต่อขานานที่อินพุตของอุปกรณ์แอกทีฟเป็นการเทอร์มิเนตพอร์ตอินพุตด้วยความต้านทานดังแสดงในรูป 2.8 ก. ข้อเสียของการแมตช์โดยใช้ความต้านทานนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise) จากตัวต้านทานซึ่งจะเข้าไปรวมกับค่าน้อยส์ฟลักเจอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำโดยตรง กำหนดให้ค่า G_a เป็นอัตราขยายกำลังงาน และ P_{na} เป็นกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต ดังนั้นสามารถหาค่าน้อยส์ฟลักเจอร์ของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ใช้การเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานได้ ดังสมการ (2.59)

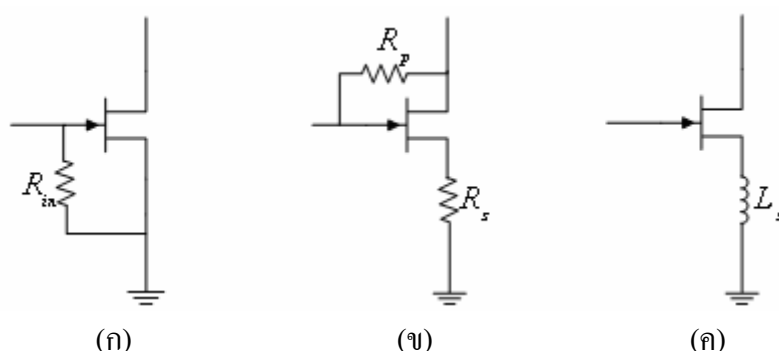
$$NF = 1 + \frac{P_{na} + kTBG_a}{kTBG_a} = 2 + \frac{P_{na}}{kTBG_a} \quad (2.59)$$

เมื่อ k เป็นค่าคงที่ของ Boltzmann (1.38×10^{-23} วัตต์ต่อเคลวิน), T เป็นค่าอุณหภูมิ (เคลวิน) และ B เป็นความกว้างแถบ (เฮิรตซ์) ของสัญญาณรบกวนที่วัดเมื่อนำส่วนเทอร์มิเนตด้วยความต้านทานออกจากวงจรขยาย ค่าน้อยส์ฟลักเจอร์จะมีค่าประมาณ

$$NF = 1 + \frac{P}{4kTBG_o} \quad (2.60)$$

เมื่อเทียบสมการที่ (2.59) และ (2.60) จะเห็นว่าค่าน้อยส์ฟลักเจอร์มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างมากยกตัวอย่างเช่นถ้าวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ไม่มีการเทอร์มิเนต ด้วยค่าความต้านทานมีค่าน้อยส์ฟลักเจอร์ 6 dB เมื่อมีการเทอร์มิเนตค่าน้อยส์ฟลักเจอร์จะเพิ่มเป็น 11.5 dB

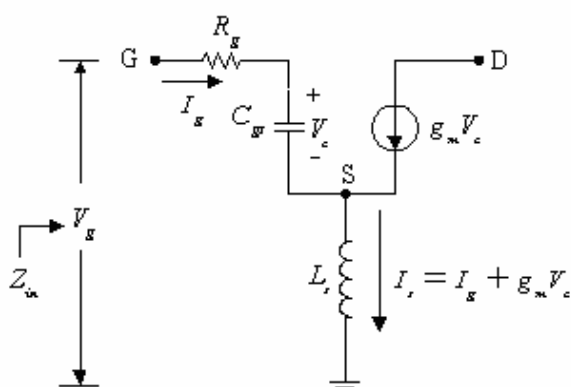
รูปแบบที่สองคือ ใช้การป้อนกลับแบบอนุกรมและขนานดังแสดงดังในรูปที่ 2.8 ข. วิธีนี้เกิดการสูญเสียกำลังงานสูงมากเนื่องจากผลตอบสนองที่กว้างของวงจรและยังเพิ่มค่าน้อยส์ฟลักเจอร์ให้กับ วงจรเนื่องจากการใช้ความต้านทานในการป้อนกลับ



รูปที่ 2.8 โครงสร้างการป้อนกลับ (ก) เทอร์มินเนตด้วยความต้านทาน (ข) การป้อนกลับแบบอนุกรม และขนาน (ค) การป้อนกลับแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม

ซึ่งวิธีนี้มักนำไปใช้กับภาคหลังของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำแบบหลายภาค แต่ไม่เหมาะสำหรับการนำมาใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำภาคแรก รูปแบบที่สามคือการใช้การป้อนกลับที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรมที่ชาฮอร์สดังแสดงดังรูปที่ 2.8 ค. อิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่ใส่เข้าไปที่ชาฮอร์สของเฟตจะเป็นการป้อนกลับแบบอนุกรม

สามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของเฟตกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับชาฮอร์ส ดังรูปที่ 2.9 ได้ดังนี้ โดยค่าแรงดันที่ตกคร่อม C_{gs} เป็น $V = I_g / SC_{gs}$ เมื่อ S เป็นความถี่เชิงซ้อน $S = j\omega$



รูปที่ 2.9 โมเดลสมมูลของเฟตกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับชาฮอร์ส

$$Z_{in} = \frac{V_g}{I_g} = \frac{I_g R_g + V_c + I_s S L_s}{I_g} \quad (2.61)$$

แทนค่า V_c และ $I_s = I_g + g_m V_c$

$$Z_{in} = \frac{V_g}{I_g} = \frac{I_g R_g + \frac{I_s}{SC_{gs}} + (I_g + g_m V_c) S L_s}{I_g} \quad (2.62)$$

แทนค่า V_c และจัดรูปได้

$$Z_{in} = R_g + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + S \left(L_s + \frac{1}{S^2 C_{gs}} \right) \quad (2.63)$$

แทนค่า $S = j\omega$ จะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ในฟังก์ชันของความถี่

$$Z_{in} = R_g + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) \quad (2.64)$$

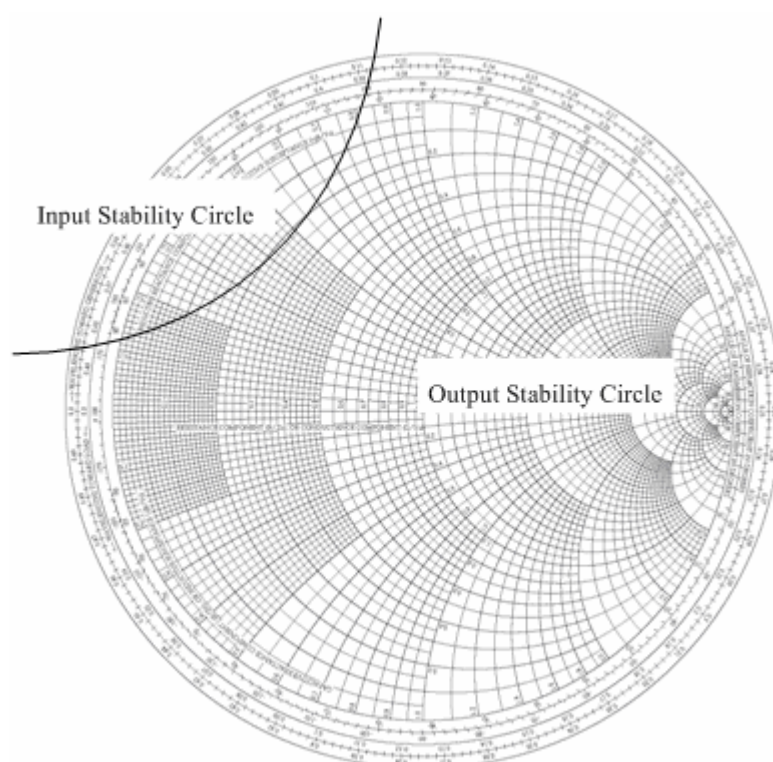
จากสมการ (2.64) จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่เพิ่มเข้ามาเนื่องจากการป้อนกลับแบบเหนี่ยวนำคือ $(G_m L_s / C_{gs}) + j\omega L_s$ ประกอบด้วยทั้งส่วนประกอบที่เป็นค่าจริงและบวก ส่วนรีแอกทีฟซึ่งจะทำให้ Z_{in} เคลื่อนที่เข้าใกล้ Γ_{OPT} ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำให้ค่าน้อยสฟิเคอร์ที่ต่ำที่สุดและค่าอิมพีแดนซ์ที่ให้อัตราขยายมากที่สุดมีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น แต่เนื่องจากการป้อนกลับแบบลบ ดังนั้นจะทำให้ได้อัตราขยายลดลงขณะที่มีการป้อนกลับมากขึ้น

2.3.12 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

ขั้นตอนการออกแบบวงจร

1. เลือก S พารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากคาต้าชีท
2. คำนวณค่า K และ G_{max} ในฟังก์ชันของความถี่
3. สำหรับ $K > 1$ เลือกโครงสร้างการแมตช์อิมพีแดนซ์อินพุตและเอาต์พุตที่ความถี่สูงสุดที่ต้องการออกแบบ

4. สำหรับ $K < 1$ วาดวงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุต Γ_G และ Γ_L ดังแสดงในรูปที่ 2.10 และเลือกโครงสร้างการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ทำให้ไม่เกิดช่วงที่ไม่เสถียรภาพ
5. เมื่อได้ค่าเริ่มต้นของโครงข่ายทางอินพุตและเอาต์พุตแล้ววาดพารามิเตอร์การกระจายกระจายของวงจรขยายในฟังก์ชันของความถี่ที่ทำการปรับค่าอัตราขยาย, ค่าการสูญเสียเนื่องจากย้อนกลับทางอินพุต และค่าการสูญเสียสูญเสียเนื่องจากย้อนกลับทางเอาต์พุต ตามที่ต้องการ



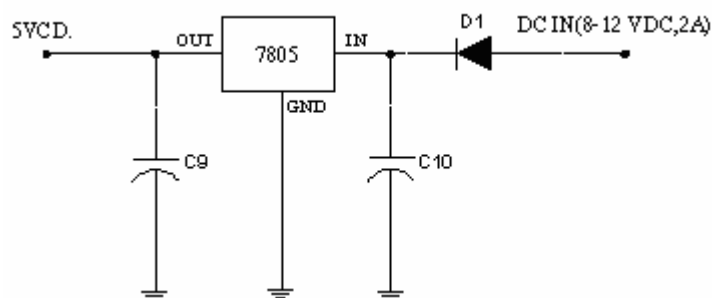
รูปที่ 2.10 วงกลมเสถียรภาพทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยาย

ชุดวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้า (power supply)

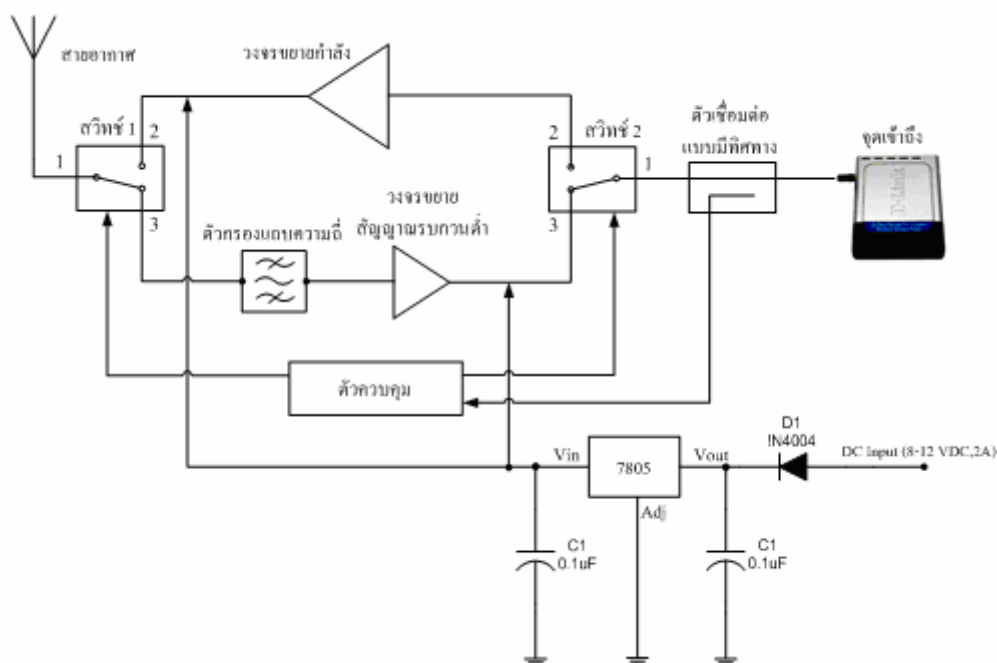
ข้อกำหนดของวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้า

1. รับสัญญาณอินพุต สามารถใช้ได้กับไฟฟ้ากระแสตรง (direct current) 8-12 โวลต์
2. สัญญาณเอาต์พุต เป็นไฟฟ้ากระแสตรง 5 โวลต์

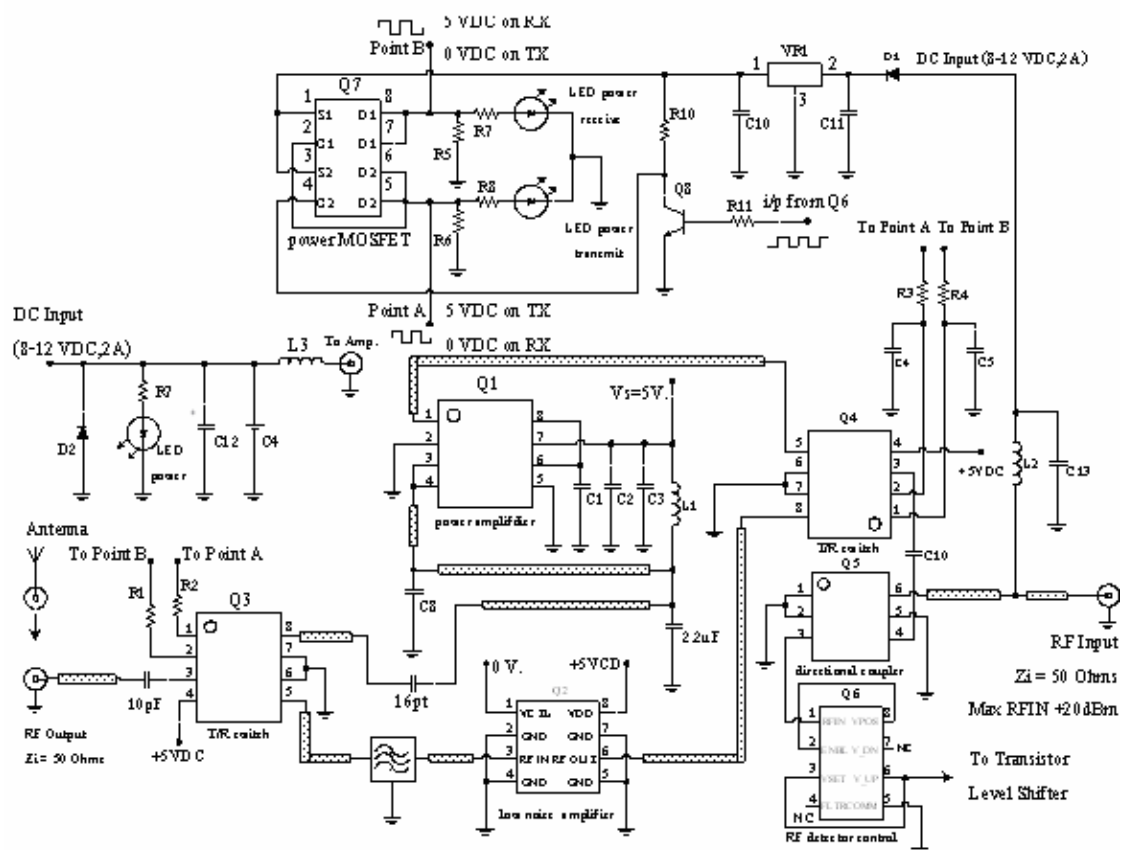
การทำงานของวงจรจ่ายแรงดันที่อินพุต แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตั้งแต่ 8-12 โวลต์ ผ่าน C_{10} ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกระแส (filter) D_1 ทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันการป้อนแรงดันไฟตรงกลับเข้าสู่การป้อนแรงดัน จากนั้นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงก็จะเข้าไปยังอินพุตของไอซีเบอร์ 7805 เพื่อปรับแรงดันให้เหลือ 5 โวลต์แล้วส่งออกไปยังเอาต์พุต เพื่อนำแรงดัน 5 โวลต์ออกไปใช้งาน



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรคงค่าแรงดัน โดยใช้ไอซีเบอร์ 7805



รูปที่ 2.12 แสดงการต่อวงจรคงค่าแรงดันกับวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง



รูปที่ 2.13 วงจรระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz

จากรูปที่ 2.13 แสดงวงจรระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz ซึ่งมีสวิตช์ Q_3 และ Q_4 ทำหน้าที่สลับส่วนของการทำงานด้านรับและด้านส่ง ใช้ วงจรรวมของบริษัท hittite ตัวเชื่อมต่อแบบมิกทิสทาง Q_5 รับสัญญาณ เพื่อส่งให้ชุดควบคุม Q_6 และ Q_7 โดยผ่านทรานซิสเตอร์ Q_8 การทำงานของวงจรรับส่งสัญญาณแสดงได้ด้วยหลอด LED สีเขียว และ สีแดง

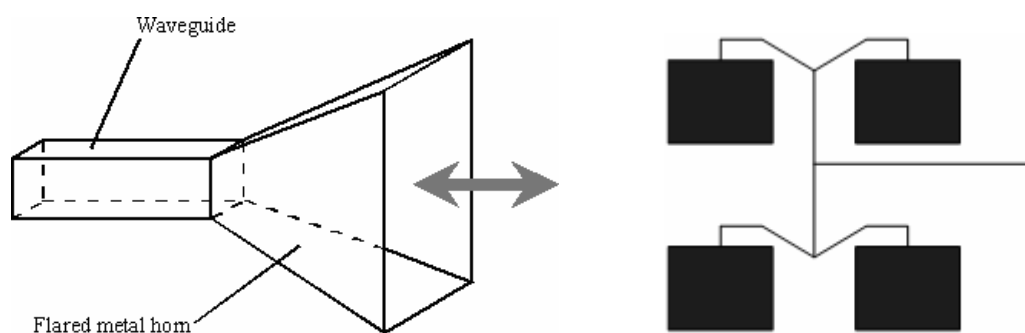
2.4 สายอากาศ

ในระบบการสื่อสาร โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย สายอากาศมีความสำคัญมาก เพราะเป็นสิ่งที่ทำให้การรับส่งสัญญาณให้มีประสิทธิภาพ โดยเฉพาะสายอากาศที่ใช้ในการสื่อสารในโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ต้องมีแถบความถี่กว้าง เพื่อรองรับการรับส่งข้อมูลในยุคปัจจุบันที่มีทั้งข้อมูล ภาพ เสียง วีดีโอ มัลติมีเดียต่าง ๆ ซึ่งปกติสายอากาศที่ถูกจัดให้เป็นสายอากาศแถบกว้างนั้นจะต้องมีความกว้างแถบมากกว่า 10% ขึ้นไป สายอากาศที่ได้รับความนิยมและถูกนำมาประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางคือสายอากาศแบบแพตช์ แต่เดิมจะให้ความกว้างแถบอยู่ที่ 3-5% โดยการปรับปรุงให้สายอากาศแพตช์

มีความกว้างแถบมากขึ้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 กลุ่ม กลุ่มแรกคือการเพิ่มขึ้นหรือการนำหลายแพตช์ที่เรโซแนนซ์ต่างความถี่กันมาวางซ้อนกัน กลุ่มที่สองคือการเจาะรูเป็นรูปตัว U หรือ L บนแพตช์ดังกล่าวนี้เพื่อให้ได้เรโซแนนซ์ที่สอง และกลุ่มที่สามคือการเพิ่มความสูงของแพตช์จากกราวด์หรือการใช้วัสดุฐานรองค่าไดอิเล็กตริกต่ำ

วิธีการแบบแรกนั้นถึงแม้คุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นจะดีเยี่ยม กล่าวคือ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ (radiation pattern) คงที่ตลอดทั้งย่านและมีค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลัง (front-to-back ratio) และ โพลาริซัฟ (cross-polarized) ก่อนข้างต่ำ อัตราขยาย (gain) ของสายอากาศไม่มากนัก นอกจากนี้โครงสร้างของสายอากาศยังมีความซับซ้อน ส่งผลให้ยุ่งยากในการสร้างและต้นทุนในการผลิตสูง วิธีการแบบที่สอง ถึงแม้จะได้สายอากาศที่แถบกว้างก็ตาม แต่กลับพบว่าสายอากาศเหล่านี้มีค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่แมตช์ (impedance mismatch) โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับ ณ ตำแหน่งกลางของแถบความถี่ที่กว้างนั้นจะอยู่ที่ประมาณ 10 dB เท่านั้น ผลของความไม่แมตช์นี้เมื่อพิจารณาที่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศพบว่าโพลาริซัฟ ในสนามระนาบสนามแม่เหล็ก มีค่าสูง เมื่อเทียบกับโพลาริซัฟร่วม (co-polarized) ซึ่งในทางปฏิบัติค่าดังกล่าวควรมีค่าน้อย เนื่องจากในการรับส่งสัญญาณต้องการความเป็นเชิงเส้น (linear) ก่อนข้างสูง วิธีการแบบที่สาม แม้เป็นที่ทราบกันดีว่าสายอากาศแบบแพตช์เป็นที่นิยมในการนำมาใช้งาน เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน สามารถเข้าใจคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นได้ง่าย น้ำหนักเบา มีอัตราขยายสูง อย่างไรก็ตามการเพิ่มระยะห่างของแพตช์จากกราวด์จะทำให้โพรบมีความยาวตามไปด้วย ส่งผลให้ไม่แมตช์หรือแมตช์ยากขึ้นเนื่องจากค่ารีแอคแตนซ์ (reactance) เพิ่มขึ้นและยังเกิดคลื่นผิว (surface wave) เกิดขึ้นร่วมอยู่ด้วย

สายอากาศนอกจากจะต้องมีแถบกว้างแล้วอัตราการขยายก็เป็นสิ่งสำคัญในการรับส่งสัญญาณเนื่องจาก การเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศเป็นวิธีที่ทำให้มีประสิทธิภาพการรับส่งดียิ่งขึ้น จึงได้มีการใช้เทคนิคการเพิ่มอัตราการขยายของสายอากาศ ด้วยสายอากาศปากแตร (horn antenna) การนำสายอากาศหลายตัวมาต่อเรียงเป็นแถวเรียกว่า สายอากาศแถวลำดับ (array antenna) แล้วเชื่อมต่อกันด้วยไมโครสตริปที่แมตช์ค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมไว้แล้วระหว่างสายอากาศที่นำมาต่อเรียงกัน โดยจำนวนของสายอากาศจะเท่ากับ n^2 ส่วนอัตราการขยายสัญญาณจะขึ้นอยู่กับจำนวนของสายอากาศที่นำมาต่อ ถ้ามีจำนวนสายอากาศมาก อัตราการขยายสัญญาณของสายอากาศสูงขึ้น และการนำสายอากาศมาเรียงต่อกันเป็นแถวลำดับในลักษณะที่รับคลื่นรอบตัว โดยใช้สายอากาศแบบโคโพล ทำให้อัตราการขยายเพิ่มขึ้น แต่การนำสายอากาศมาต่อเรียงกันแบบแถวลำดับจะเกิดการสูญเสียได้ง่าย เนื่องจากต้องมีสายส่งสัญญาณ จำนวนมากตามจำนวนของสายอากาศทำให้การแมตช์มีความยุ่งยาก



รูปที่ 2.14 สายอากาศปากแตร และสายอากาศแฉวลำดับ

การเพิ่มอัตราการขยายสัญญาณของสายอากาศอีกวิธี คือการนำสายอากาศมาติดตั้งร่วมกับแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลา โดยจุดป้อนอยู่กลางแผ่นสะท้อนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายในอากาศกระทบกับแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาเกิดการรวมคลื่นที่จุดโฟกัส (focus) ทำให้ได้คลื่นที่มีความอัตราการขยายสูง



แบบเซ็นเตอร์โฟกัส



แบบออฟเซต



แบบแคสซีเกรน

รูปที่ 2.15 สายอากาศแผ่นสะท้อนคลื่น

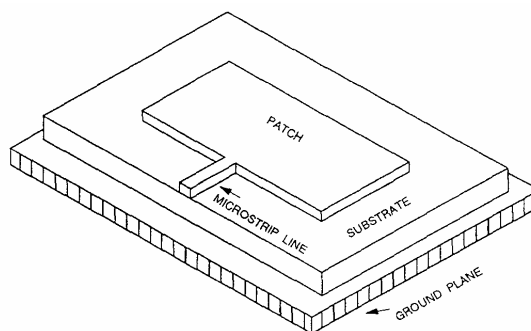
สายอากาศแผ่นสะท้อนสามารถแบ่งตามลักษณะการป้อนสัญญาณได้ 3 แบบด้วยกันคือ แบบเซ็นเตอร์โฟกัส (center focus) ซึ่งเป็นแบบที่มีจุดป้อนอยู่ตรงกลางแผ่นสะท้อนคลื่น แบบแคสซีเกรน (cassegrain) ซึ่งจะให้อัตราการขยายสูงที่สุดแต่มีโครงสร้างที่ซับซ้อน ยุ่งยาก และมีขนาดใหญ่ แบบออฟเซต (offset feed) เป็นแบบที่ให้อัตราการขยายดีที่สุดและมีลำคลื่นด้านข้าง (side lobe) ต่ำมากอีกทั้งขนาดของแผ่นสะท้อนก็เล็กกว่าเคลื่อนย้ายและติดตั้งสะดวก

2.4.1 สายอากาศแถบกว้าง

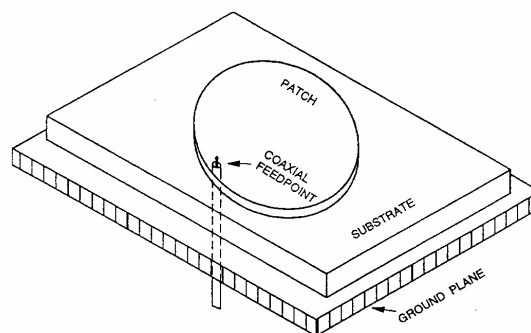
การพัฒนาการสื่อสารแบบไร้สายและโทรศัพท์เคลื่อนที่ สำหรับ แนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ในปัจจุบันสายอากาศที่ทำงานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ถูกนำมาใช้มากที่สุดคือสายอากาศโมโนโพล (monopole antenna) สายอากาศแบบปลอก (sleeve antenna) และสายอากาศแบบสัญญาณต่ำ (low-profile antenna) เช่น สายอากาศไมโครสตริป และสายอากาศระนาบอินเวอร์สเอฟ (Planar Inverted F Antenna : PIFA) ทั้งสามแบบนี้นิยมนำมาใช้ในการสื่อสารแบบไร้สาย สายอากาศแบบแรกคือสายอากาศโมโนโพล นิยมใช้มากที่สุดเพราะมีคุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (broadband characteristics) และมีโครงสร้างไม่ยุ่งยากบางครั้งเรียกสายอากาศชนิดนี้ว่าสายอากาศแบบแส้ (whip antenna) ส่วนประกอบของสายอากาศที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นติดตั้งอยู่บนระนาบกราวด์แบบอนันต์ ซึ่งสายอากาศนี้จะมีคุณลักษณะคล้ายกับสายอากาศไดโพล ในทางปฏิบัติสายอากาศโมโนโพลมีความยาวไม่ใช่ครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล ถ้ามีระนาบกราวด์ที่กว้างจะทำให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจะแตกต่างจากระนาบกราวด์แบบอนันต์สายอากาศแบบที่สองคือ สายอากาศแบบปลอกมีโครงสร้างของการแผ่กระจายคลื่นเป็นไดโพลแบบไม่สมมาตรของตัวนำ ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางมีขนาดแตกต่างกันโดยที่ขนาดเล็กสุดของตัวนำจะเท่ากับตัวนำภายในสายโคแอกเชียลที่ป้อนให้กับสายอากาศ และขนาดที่ใหญ่จะมากกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางตัวนำซึ่งจะถูกมัดด้วยลวดลัดที่ล้อมรอบ ๆ สายโคแอกเชียลสายอากาศนี้มีคุณลักษณะเหมือนกับสายอากาศโมโนโพล ที่ไม่ต้องมีระนาบกราวด์แต่การที่ไม่มีระนาบกราวด์นั้นมีข้อเสียเมื่อนำไปใช้งานโดยที่ต้องนำไปติดตั้งเข้ากับส่วนต่าง ๆ ที่เป็นโลหะทำให้อัตราการขยายจะลดลง ข้อเสียอีกอย่างของสายอากาศแบบแส้และสายอากาศแบบปลอกคือโครงสร้างไม่แข็งแรงหักง่าย และการนำไปสร้างเป็นสายอากาศแบบสองความถี่เป็นไปได้ยากแบบสุดท้ายคือสายอากาศแบบประหยัดบางครั้งเรียกสายอากาศไมโครสตริปว่าสายอากาศแพตช์ มีโครงสร้างสามส่วนคือ ส่วนบนเป็นส่วนของการแผ่กระจายคลื่นโดยมีส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่ขึ้นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำ ส่วนสายอากาศ ระนาบอินเวอร์สเอฟซึ่งพัฒนามาจากสายอากาศอินเวอร์สแอล แต่สายอากาศทั้งไมโครสตริป และสายอากาศอินเวอร์สเอฟมีข้อเสียคือ มีความกว้างแถบที่แคบ

สายอากาศไมโครสตริป (microstrip antenna) จะประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นแผ่นหรือที่เราเรียกว่าแพตช์ ซึ่งเป็นตัวนำ โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลม ซึ่งถูกแยกออกจากกันด้วยแผ่นระนาบกราวด์ที่มีความบาง (เป็นเศษส่วนของความยาวคลื่น) และมีลักษณะเป็นชั้นหรือที่เรียกว่าเป็นซับสเตรท (substrate) ของสารไดอิเล็กตริก ไมโครสตริปได้รับความนิยมอย่างมากในการใช้งาน เนื่องจากมีลักษณะแบนราบ ไม่ต้านลม และสามารถติดกับผิวของ

ยานพาหนะได้ นอกจากนี้ยังมีข้อดีในแง่ที่ราคาถูก น้ำหนักเบา และมีความสะดวกในการสร้างและการติดตั้ง แต่ขณะเดียวกันการออกแบบก็มีความยุ่งยากเช่นกัน



ก. แพตช์ของไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป



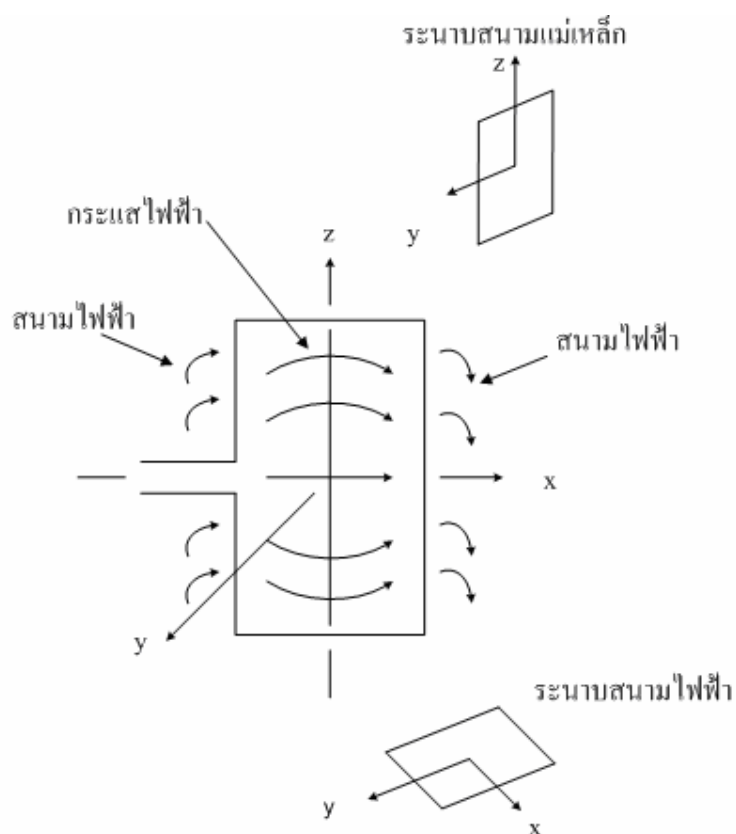
ข. แพตช์ของไมโครสตริปวงกลมที่มีการป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป

รูปที่ 2.16 ลักษณะการป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมและรูปวงกลม

รูปที่ 2.16 ก. และรูปที่ 2.16 ข. แสดงสายอากาศไมโครสตริปแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉากและรูปวงกลม ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีความสะดวกในการสร้างลงในแผ่นวงจรพิมพ์ โดยที่แพตช์ จะถูกวางไว้ที่ด้านหนึ่งของแผ่นวงจรพิมพ์ และอีกด้านหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นแผ่นกราวด์ รูปที่ 2.16 ก. เป็นแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยสัญญาณความถี่วิทยุจะถูกป้อนเข้าที่สายป้อนสัญญาณที่เป็นสตริปโลหะแคบ ๆ ในรูปที่ 2.16 ข. แสดงแพตช์รูปวงกลมที่ป้อนด้วยตัวนำผ่านช่องในระนาบกราวด์ ซึ่งการป้อนสัญญาณในลักษณะนี้จะเรียกว่าการเชื่อมต่อแบบช่องเปิดผ่านช่องเปิดเล็ก ๆ ในระนาบกราวด์

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้น ความแม่นยำของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวนถือว่ามีความสำคัญมากเพราะเป็นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่น ความถี่เรโซแนนซ์ และคุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

การแสดงคุณลักษณะของแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (characteristics of a rectangular patch) แสดงได้ดังรูปที่ 2.17 เป็นการแสดงกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงของสนามไฟฟ้าภายในและบริเวณรอบ ๆ แพตช์ โดยปกติสนามไฟฟ้าที่บริเวณขอบของแพตช์ที่ถูกต่อด้วยสายนำสัญญาณและด้านตรงข้ามขอบ ซึ่งมีผลต่อคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศคลื่นที่แผ่กระจายจากสายอากาศในรูปที่ 2.17 จะมีการโพลาไรซ์ในแนวนอน ซึ่งระนาบของสนามไฟฟ้า (E-plane) จะมีทิศทางในแนวนอน และระนาบของสนามแม่เหล็ก (H-plane) จะมีทิศทางในแนวตั้ง



รูปที่ 2.17 กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพตช์

อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉากยาว $\lambda/2$ จะถูกแสดงในรูปของค่าความต้านทานที่มีคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นที่ดี โดยค่าความต้านทานที่อินพุตที่ความถี่เรโซแนนซ์ (Balanis, 1997) สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.65)$$

เมื่อ G_1 คือ ค่าความนำ (conductance) โดยมีเงื่อนไข

$$G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad W \ll \lambda_0 \quad (2.66)$$

$$G_1 = \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad W \gg \lambda_0 \quad (2.67)$$

โดยที่ W เป็นความกว้างสายอากาศ

λ_0 เป็นความยาวคลื่นในช่องว่างอิสระ

ในการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแพตช์ ซึ่งตัวป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปหรือสายโคแอกเซียลที่นำมาต่อ ควรจะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพตช์ด้วย อย่างไรก็ตามสายนำสัญญาณที่จะต่อเข้ากับเครื่องมือวัดและทดสอบสายอากาศมีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม จึงจำเป็นต้องทำการแมตช์อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพตช์ เพื่อให้มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม เสียก่อน

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์ พารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับใช้ในการออกแบบ ได้แก่ ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศ (f_o) หรือความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน (dielectric constant : ϵ_r) ความสูงของไดอิเล็กตริกฉนวน (h) เป็นต้น การออกแบบได้แบ่งเป็นสองส่วนคือ การออกแบบสายอากาศแพตช์และการออกแบบการป้อนสัญญาณ

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (รังสรรค์ วงศ์สรรค์, 2548) สามารถหาความกว้าง (a) และความยาว (b) ได้ดังรูปที่ 2.15 แสดงมิติพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปซึ่งเป็นแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยค่าความนำของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความกว้าง (a) ความถี่เรโซแนนซ์จะเป็นฟังก์ชันของความยาว (b) ซึ่งจะกำหนดโดย

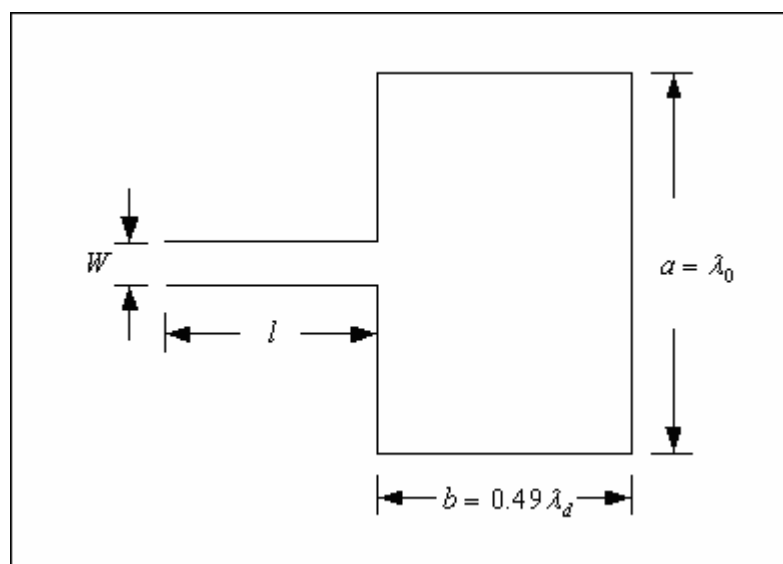
$$a = \lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.68)$$

$$b = 0.49\lambda_d = 0.49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.69)$$

โดยที่ λ_d คือความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก

λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศอิสระ

ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน



รูปที่ 2.18 สายอากาศไมโครสตริปพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก

การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปสามารถทำได้หลายวิธี แต่ที่นิยมใช้มีอยู่ด้วยกัน 4 วิธี คือ 1) สายนำสัญญาณไมโครสตริป (microstrip line), 2) สายนำสัญญาณ

โคแอกเซียล (coaxial line), 3) โพรบโคแอกเซียล (coaxial probe) และ 4) การเหนี่ยวนำผ่านช่อง (aperture coupling) ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้การป้อนโดยใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป

การป้อนโดยใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป เทคนิคการป้อนแบบนี้แผ่นตัวนำ (conducting strip) จะถูกต่อเชื่อมโดยตรงเข้ากับขอบของไมโครสตริปแพตช์ แสดงดังรูปที่ 2.13 ซึ่งแผ่นตัวนำจะมีขนาดเล็กกว่าความกว้างของแพตช์ สำหรับในการออกแบบแผ่นตัวนำสายป้อน สัญญาณไมโครสตริปนี้จะเป็นการหาความกว้าง (W) และความยาว (L) สามารถหาได้โดยพิจารณาเงื่อนไขของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคือ

กรณีที่ 1 $Z_0 \leq 44 - 2\varepsilon_r$ (หรือ $Z_0 \leq 23.6 \Omega$)

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \quad (2.70)$$

$$\text{เมื่อ } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$$

กรณีที่ 2 $Z_0 \geq 44 - 2\varepsilon_r$ คือ $Z_0 \geq 23.6 \Omega$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.71)$$

$$\text{เมื่อ } A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$

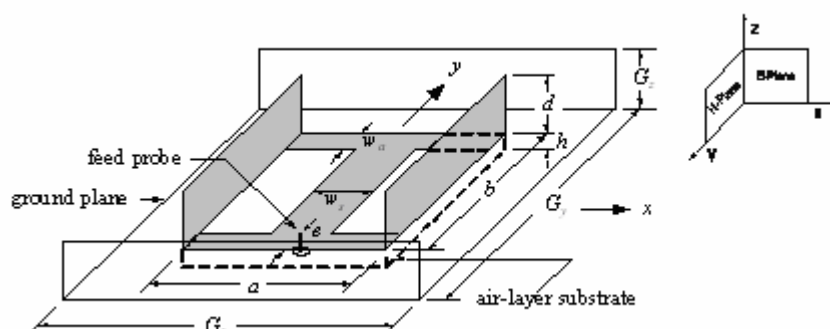
และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.72)$$

แมตซ์โดยใช้หม้อแปลง $\lambda_d/4$ สามารถ คำนวณหาความยาวของหม้อแปลง (L_1) ได้ดังสมการ

$$l_1 = \frac{\lambda_d}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.73)$$

สายอากาศแบบไมโครสตริปมีเทคนิคเบื้องต้นที่ทำให้แถบความถี่กว้างทำงานลักษณะสองความถี่พร้อมกันคือ การกำหนดให้สายอากาศทำงานในโหมดตั้งฉาก (Orthogonal mode) บนโครงสร้างสายอากาศรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Antar, Ittipiboon and Bhattachatyya, 1995) และบนโครงสร้างสายอากาศรูปร่างวงกลม (Murakami, Chujo, Chiba and Frujise, 1993) เทคนิคที่สองคือใช้เทคนิคการวางสายอากาศเป็นชั้น ๆ (Multi-patch) สามารถใช้สายอากาศรูปร่างวงกลม (Long and Walton, 1979) วงแหวน (Dahale, Lee and Wong, 1987) สี่เหลี่ยมผืนผ้าและสามเหลี่ยม วิธีการวางเป็นชั้นมีการนำไปใช้กับสายอากาศลักษณะที่ทำงานความถี่เดียว ทำให้ได้ความกว้างแถบที่กว้างโดยมีการป้อน (Feed) ที่แผ่นเดียวเท่านั้นและให้มีการเชื่อมต่อ (Coupling) ไปยังแผ่นที่อยู่ด้านบน (Wang, Fralich, Wu and Litva 1990) จากนั้นมีการทดลองนำวัสดุฐานรอง (Substrate) ชนิดเดียวกันมาวางเป็นชั้น ๆ (Croq and Pozar, 1992) และเทคนิคสุดท้ายที่นิยมนำมาใช้คือการใช้โหลด (Reactively-loaded) ซึ่งมีหลายรูปแบบ เช่น การเพิ่มตัวปรับสายท่อนสั้น (Stub Loading) (Richards, Davidson and Long, 1985) การบาก (Notch loading) (Sanchez-Hernandez and Robertson, 1995) การลัดวงจร (Short pin) (Schaubert, Ferrar, Sindoris and Hayes, 1981) ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitors) (Waterhouse, and Shuley, 1992) และการใช้โหลดแบบร่อง (Slits Load) (Maci, Gentili and Avitabile, 1993) (Yazidi, Himdi and Daniel, 1993) และ (Maci, Biffi Gentili, Piazzesi and Salvador, 1995)



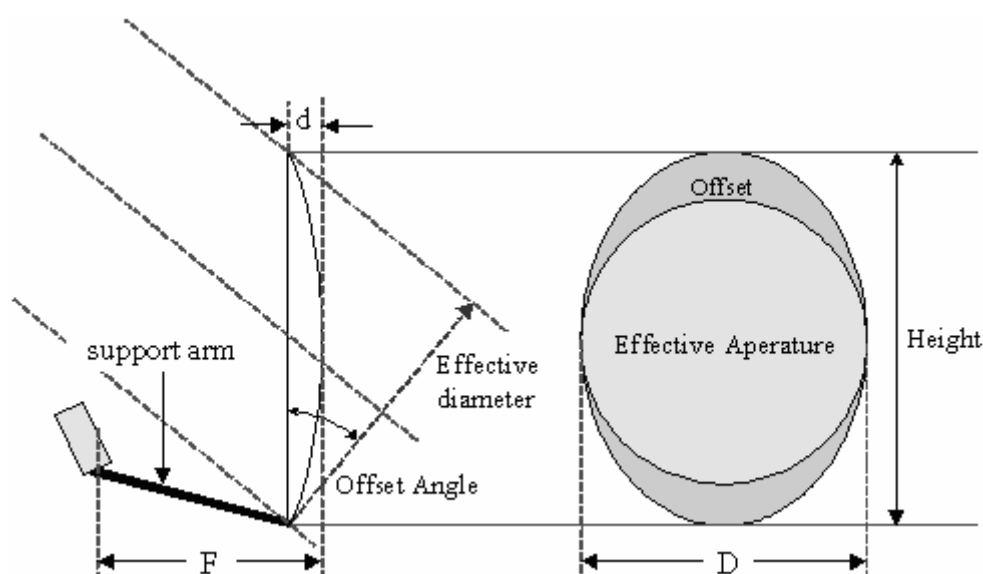
รูปที่ 2.19 โครงสร้างสายอากาศแถบกว้าง

จากรูปที่ 2.19 แสดงโครงสร้างสายอากาศแถบกว้างสายอากาศแถบกว้าง (Chanchai Thongsopa, Prapol Jarataku and Prasert Sukpong, 2005) ซึ่งมีลักษณะของตัวแพร่กระจายคลื่นเป็น

วัสดุแผ่นทองเหลืองหนา 0.4 มิลลิเมตร ความยาว a เท่ากับ 55 มิลลิเมตร ความกว้าง b เท่ากับ 54 มิลลิเมตร และพับด้านปีกทั้งสองด้านขึ้นเป็นรูปตัวยู ความสูงจากส่วนที่พับขึ้นคือ d เท่ากับ 33 มิลลิเมตร ฐานล่างจะเป็นช่องสี่เหลี่ยม สองด้านเว้นตรงกลางกว้าง $w_s = 15.712$ มิลลิเมตร มีแขนยึดแกนกลางทั้งสี่ด้าน w_d กว้าง 4 มิลลิเมตร วางไขว้บนแผ่นกราวด์เพลนซึ่งทำด้วยแผ่นโลหะหนา 1.0 มิลลิเมตร พับด้านปีกทั้งสองด้านขึ้นมาเป็นรูปตัวยู ขนาด $106 \times 104 \times 36$ มิลลิเมตร ซึ่งระหว่างสายอากาศกับกราวด์เพลนเป็นช่องว่างอากาศ h ห่างกันเท่ากับ 3 มิลลิเมตร ส่วนป้อนสัญญาณจากด้านล่างสายอากาศระยะห่าง $e = 4$ มิลลิเมตร จากขอบวัสดุแผ่นทองเหลือง ซึ่งวางอยู่บนแผ่นกราวด์ที่เป็นอลูมิเนียมมีแผ่นโฟม จุดป้อน (Feed point) อยู่ด้านล่างของกราวด์เพลน เป็นตัวป้อนผ่านช่องแผ่นกราวด์ โดยติดตั้งตัวต่อ SMA ตัวเมีย อิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม

2.4.2 สายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต

สายอากาศแถบกว้าง ติดตั้งร่วมกับแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเซต (offset parabolic reflector antennas) (Thongsopa, C., Srimoon D. and Jarataku, P., 2007)



รูปที่ 2.20 แสดงรูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต

จากรูปที่ 2.20 สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\text{effective diameter} = \text{antenna width} = \text{aperture diameter}$$

$$\text{offset angle} = \cos^{-1} \left(\frac{\text{antenna width}}{\text{antenna height}} \right)$$

$$\text{antenna height} = \left(\frac{\text{effective diameter}}{\cos(\text{offset angle})} \right)$$

$$\text{effective diameter} = \text{antenna height} \times \cos(\text{offset angle})$$

สายอากาศมีระยะโฟกัส (focus length) คือ

$$F = \frac{D^2}{16d} \quad (2.74)$$

F คือระยะโฟกัส, D คือเส้นผ่าศูนย์กลางของหน้าจาน และ d คือความลึกก้นแผ่นสะท้อนคลื่น โดยที่แผ่นสะท้อนคลื่นทำหน้าที่สะท้อนคลื่นที่มาจากทางด้านหน้าแล้วสะท้อนคลื่นรวมไว้ที่จุดที่ติดตั้งสายอากาศทำให้ได้สัญญาณที่มีอัตราการขยายสูงสุด ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$G_{dBi} = 10 \log \left[\pi^2 \eta \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 \right] \text{dB}. \quad (2.75)$$

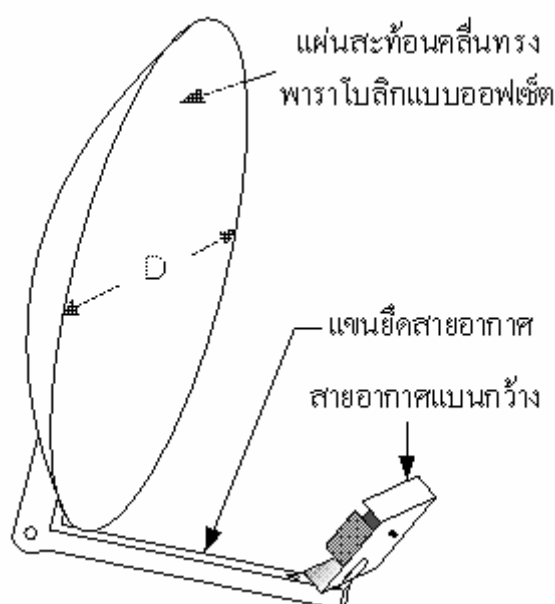
โดยที่ η คือประสิทธิภาพการสะท้อนคลื่น ซึ่งปกติจะประมาณ 60-75%, λ คือความยาวคลื่น และ D คือเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นสะท้อนคลื่น

ด้านหน้าแผ่นสะท้อนคลื่นเป็นรูปวงรี ซึ่งออกแบบขนาดและจุดโฟกัสให้เหมาะสมกับการใช้งานส่วนโค้งของแผ่นสะท้อนคลื่นจะทำหน้าที่คล้ายกับเลนส์ คือการปรับแนวลำคลื่นให้แคบลงแล้วพุ่งตรงไปยังด้านหน้า และตรงกับจุดศูนย์กลางของแผ่นสะท้อนคลื่น จะทำให้สัญญาณที่รับได้มีความแรงมากที่สุด ความกว้างแถบของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับกว้าง โครงสร้างการแมตช์สายอากาศและการสร้างทำได้ง่าย ไม่ยุ่งยาก ลดต้นทุน และวัสดุที่สร้างสามารถ

หาได้ทั่วไปตามท้องตลาด เหมาะสำหรับนำไปใช้งานเป็นสายอากาศรับ-ส่งจุดต่อจุดในระบบสื่อสารไร้สายโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

อัตราส่วนของระยะจุดโฟกัสต่อเส้นผ่าศูนย์กลาง (Focal length to Diameter : f/D ratio) โดยแผ่นสะท้อนคลื่นส่วนใหญ่จะมีอัตราส่วน f/D อยู่ที่ประมาณ 0.36-0.375 ซึ่งอัตราส่วนของระยะจุดโฟกัสต่อเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นสะท้อนคลื่น จะทำให้เราทราบถึงระยะของจุดรวมสัญญาณของแผ่นสะท้อนคลื่นนั้น ๆ ได้อย่างถูกต้องเพื่อที่จะติดตั้งสายอากาศในตำแหน่งที่รับสัญญาณแรงที่สุดโดยการคูณขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางกับอัตราส่วนของระยะจุดโฟกัสต่อเส้นผ่าศูนย์กลาง จะได้จุดโฟกัส

สายอากาศแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลิกที่ดี ไม่เพียงแต่สะท้อนคลื่นซึ่งอยู่ในตำแหน่งที่ตรงกับด้านหน้าและจุดศูนย์กลางของแผ่นสะท้อนคลื่นเท่านั้น ขณะเดียวกันจะต้องสามารถกำจัดสัญญาณที่มาจากทิศทางอื่นออกไปได้ทั้งหมด แต่ในความเป็นจริง นอกจากแผ่นสะท้อนคลื่นจะมีลำคลื่นหลัก (main lobe) ที่พุ่งออกมาจุดศูนย์กลางของแผ่นสะท้อนคลื่นแล้วยังมีลำคลื่นด้านข้าง (side lobes) ที่เกิดขึ้นทั้งสองด้าน ออกมาด้วย ซึ่งจะทำให้คลื่นรบกวนที่ความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกันเข้ามารบกวนได้ ดังนั้น ต้องควบคุมให้ลำคลื่นด้านข้างเกิดขึ้นให้น้อยกว่าลำคลื่นหลัก



รูปที่ 2.5 โครงสร้างสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลิกแบบออฟเซต

แผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเซต เมื่อนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศ แแถบกว้าง จะทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) สูง ค่าความกว้างลำคลื่นกำลัง (Half Power Beam Width : HPBW) ต่ำ มีลำคลื่นด้านข้างและโพลาไรเซชันไขว้ (cross polarize) ต่ำ แผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาเป็นส่วนที่สะท้อนคลื่นและรวมคลื่นเพื่อส่งไปยังสายอากาศ

2.5 สรุป

ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ คือ สายอากาศโดยเลือกใช้ นั่นคือสายอากาศแถบกว้างซึ่งสร้างด้วยแผ่นโลหะบางรูปสี่เหลี่ยม พับด้านข้างขึ้นสองด้านเป็นรูปตัวยูวอยอยู่บนแผ่นโลหะบางรูปสี่เหลี่ยม พับด้านข้างขึ้นสองด้านเป็นรูปตัวยูเช่นกัน โดยที่ระหว่างแผ่นโลหะทั้งสองเป็นอากาศซึ่งช่วยให้สายอากาศมีแถบความถี่กว้าง และเมื่อติดตั้งร่วมกับแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซตทำให้อัตราการขยายของสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซตสูงขึ้น และด้วยคุณสมบัติของแผ่นสะท้อนคลื่นพาราโบลาแบบออฟเซตที่มีคุณสมบัติการเจาะจงในทิศทางเฉพาะสูง มีค่าความกว้างลำคลื่น พูข้าง (Sidelobe) และโพลาไรเซชันไขว้ต่ำ ซึ่งเหมาะสำหรับนำมาใช้สำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณแบบจุดต่อจุด ทำให้การกระจายคลื่นทำได้ดียิ่งขึ้น

วงจรรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางประกอบด้วยวงจรภาครับ และภาคส่งสัญญาณ โดยภาครับสัญญาณมีวงจรกรองแถบความถี่ต่อกับวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งการออกแบบวงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำต้องคำนึงถึง คำน้อยส์ฟิเกอร์ที่ต้องออกแบบให้ได้ค่าต่ำเพื่อลดการรบกวนในระบบ อัตราการขยายสูง นอกจากนี้วงจรรขยายสัญญาณรบกวนต่ำยังต้องการค่าการสูญเสียย้อนกลับ (return loss) ทางอินพุตและเอาต์พุตที่ดี เพื่อลดผลการสะท้อนกลับของสัญญาณด้านอินพุตและเอาต์พุต ภาคส่งสัญญาณประกอบด้วยวงจรรขยายกำลัง ในการออกแบบเราใช้เพียงค่าพารามิเตอร์การกระจายก็เพียงพอแล้ว แต่สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบวงจรรขยายกำลัง คือเสถียรภาพของวงจร อัตราการขยาย สัญญาณรบกวน และความกว้างแถบ (bandwidth) ซึ่งในการต้องเลือกคุณสมบัติและชนิดของทรานซิสเตอร์ให้เหมาะสม รวมทั้งการออกแบบโครงข่ายแมตซ์ซึ่งทางด้านอินพุตและเอาต์พุต เพื่อให้ได้วงจรรขยายสัญญาณความถี่สูงที่มีเสถียรภาพ มีอัตราขยายกำลังสูง สัญญาณรบกวนต่ำ และความกว้างแถบตามต้องการ

บทที่ 3

การออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz และสายอากาศ

3.1 กล่าวนำ

งานวิจัยนี้แสดงการออกแบบ วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ บนโครงสร้างสายนำสัญญาณ ไมโครสตริป ย่านความถี่ 2.45 GHz โดยใช้ทรานซิสเตอร์ และวงจรรวมไมโครเวฟ เป็นอุปกรณ์ สำหรับขยายสัญญาณ การออกแบบวงจรขยายสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์ จะใช้การคำนวณจาก สมการที่แสดงในบทที่ 2 และในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณโดยใช้วงจรรวมไมโครเวฟ โดยใช้โปรแกรมออกแบบความถี่สูง Microwave Office™ ด้วยวิธีการจำลองแบบการทำงาน (simulation) และทำการให้เหมาะที่สุด (optimization) ซึ่งรายละเอียดวงจรจะแสดงในภาคผนวก จากนั้นเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่ได้กับโปรแกรมออกแบบความถี่สูง

3.2 การออกแบบวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz

3.2.1 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยใช้ทรานซิสเตอร์

สำหรับการออกแบบวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กนั้น การใช้พารามิเตอร์การจัด กระจาย(Scattering Parameter) ก็เพียงพอสำหรับการออกแบบแล้ว หลังจากเราเลือกทรานซิสเตอร์ที่ เหมาะสมโดยพิจารณาข้อกำหนดแล้วนั้น ควรพิจารณาวงจรขยายช่วงเดียว หากได้อัตราขยายที่ เพียงพอควรเลือกรูปแบบการจัดวงจร ในลักษณะที่ทำให้มีการบ่งคับการไหลของกระแสที่ทำให้กับ ทรานซิสเตอร์ โดยปกติเราจะวางสลับแบบลัดวงจรไว้ใกล้ ๆ กับทรานซิสเตอร์เพื่อให้เกิด การบ่งคับ ทิศทางการไหลของกระแสตรง การออกแบบสายส่งสัญญาณจะต้องพิจารณาข้อมูลดังนี้

1. อัตราขยายและความคงที่ของอัตราขยาย (gain and gain flatness)
2. ความกว้างแถบและความถี่กลาง ($f_2 - f_1$)
3. ตัวเลขสัญญาณรบกวน
4. กำลังด้านออกที่เป็นเชิงเส้น (linear output power)
5. สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านเข้า
6. สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านออก
7. แรงดันและกระแสที่ใช้บังคับทิศทางการไหลของกระแส (bias voltage and current)

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์มีข้อกำหนดเบื้องต้นดังนี้

- ออกแบบโดยใช้หลักการของวงจรโครงข่ายสองทางเข้าออก
- สร้างชิ้นงานส่วนวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่ 2.45 GHz โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานไมโครเวฟ รุ่น RO4003C™ ของบริษัท Roger Corporation มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก เท่ากับ 3.38 และมีความหนาของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 8 มิล (Mil) หรือ 0.203 มิลลิเมตร
- สร้างวงจรแมตซ์ทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ออกแบบใช้กับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของระบบ Z_0 เท่ากับ 50 โอห์ม

ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบวงจรขยายสัญญาณจากการคำนวณ มีดังนี้คือ

- เสถียรภาพของวงจร (Stability Factor : K) ซึ่งจะต้องมีค่า $K > 1$ เสมอเพื่อไม่ให้เกิดการออสซิลเลต และเป็นค่าตัวแปรหนึ่งซึ่งใช้ในการออกแบบวงจรขยายที่ต้องการให้วงจรมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขแสดงผลการจำลองเปรียบเทียบกับก่อนการแมตซ์ และหลังจากการแมตซ์ วงจรด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยสมการ (2.32)
- ค่าเดลต้า (delta factor : Δ) เป็นผลจากการคำนวณหาค่าเสถียรภาพของวงจรซึ่งจะต้องมีค่า $|\Delta| < 1$ เสมอเพื่อไม่ให้เกิดการออสซิลเลตและเป็นค่าตัวแปรหนึ่งที่ใช้ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่ต้องการวงจรมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข

การออกแบบวงจรขยายสองทิศทางโดยสายส่งสัญญาณ (transmission line) ใช้ไมโครสตริป ออกแบบสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับความถี่สูง RO4003C™ ซึ่งพารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับการออกแบบได้แก่ ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน (ϵ_r) ความสูงของไดอิเล็กตริกฉนวน (h) เป็นต้น

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance : Z_0) ของวงจรแมตซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งพารามิเตอร์นี้มีความสัมพันธ์กับความกว้างของสตริป W และความหนาของไดอิเล็กตริก h จากการคำนวณจากสมการ (2.6) และ (2.7)

การออกแบบวงจรไบแอสสำหรับวงจรขยายสัญญาณ มีจุดประสงค์คือ เพื่อไบแอส กระแสตรงให้กับทรานซิสเตอร์ ให้มีการทำงานในบริเวณแอกทีฟ เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์การจัด กระจายตรงกับค่าที่ได้ออกแบบไว้และเพื่อป้องกันสัญญาณความถี่สูงเข้าไปรบกวนวงจรไบแอสที่ จ่ายให้กับวงจรขยาย ทำความเสียหายให้แก่เครื่องมือวัด

ตัวอย่างการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ

ต้องการออกแบบวงจรขยาย ที่ความถี่ 2.4 GHz. โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ AT 41511 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจัดกระจาย จุดไบแอสเชิงเส้น ($Z_o = 50 \Omega$, $V_{cc} = 2.7 V$., $I_c = 5mA$.) ดังนี้

$$S_{11} = -0.3986 + j0.249$$

$$S_{12} = 0.0813 + j0.0841$$

$$S_{21} = 1.5022 + j1.79$$

$$S_{22} = 0.2643 - j0.3264$$

จากนั้นเรามาดูว่า ที่ความถี่ 2.4 GHz จะอยู่ในเงื่อนไขใด ซึ่งการหาค่า เสถียรภาพของวงจรจากค่าพารามิเตอร์การจัดกระจายสามารถพิจารณาจากค่า K-Factor

$$\text{หาค่า } K \text{ จาก } K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

$$\text{เมื่อ } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

จะได้

$$\Delta = 0.0045 - j0.076$$

ดังนั้น

$$K = 1.1127$$

เนื่องจาก ค่า $K > 1$ และ $|\Delta| < 1$ จึงทำให้ ทรานซิสเตอร์เป็น Unconditionally stable จากนั้น
ทำการคำนวณค่า Unilateral figure of merit (U)

จากสมการ (2.41) จะได้

$$U = 0.0841$$

เพื่อพิสูจน์ว่า U เป็น Unilateral หรือไม่ โดยนำค่า U แทนในสมการ (2.40)

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2}$$

จะได้

$$0.85 < \frac{G_T}{G_{TU}} < 1.192$$

หรือ

$$10 \log(0.85) < \frac{G_T}{G_{TU}} < 10 \log(1.192)$$

$$-0.71 \text{ dB} < \frac{G_T}{G_{TU}} < 0.76 \text{ dB}$$

จากอสมการด้านบน ค่าด้านซ้ายและด้านขวาของอสมการมีค่าไม่เท่ากัน แสดงให้เห็นว่า ไม่เป็น unilateral ทำให้ S_{12} มีผลต่อการคำนวณ

จากนั้น ทำการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน สำหรับ simultaneous conjugate match โดยคำนวณหาจากสมการ ของ Γ_{Ms} และ Γ_{ML} ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$\Gamma_{Ms} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

โดยสามารถคำนวณค่า B_1 ได้จากสมการ

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

จะได้

$$B_1 = 1.039$$

คำนวณค่า C_1 ได้จากสมการ

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

จะได้

$$C_1 = -0.4246 + j0.2676$$

นำค่า B_1 และ C_1 แทนในสมการ

$$\Gamma_{Ms} = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$$

จะได้

$$\Gamma_{Ms} = -0.64 - j0.404$$

คำนวณค่า B_2 จากสมการ

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

จะได้

$$B_2 = 0.95$$

คำนวณค่า C_2 จากสมการ

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

จะได้

$$C_2 = 0.285 - j0.356$$

นำค่า B_2 และ C_2 แทนในสมการ

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$$

จะได้

$$\Gamma_{ML} = 0.4915 + j0.614$$

จากนั้นคำนวณค่า maximum transducer power gain จากสมการ

$$G_{T,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

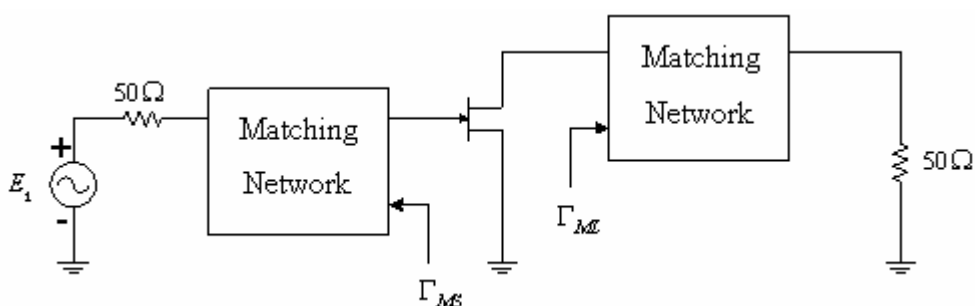
จะได้

$$G_{T,\max} = 12.48$$

หรือ

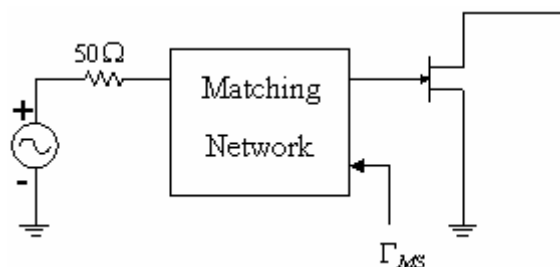
$$10 \log G_{T,\max} = 10 \log(12.48) = 10.96 \text{ dB}$$

การออกแบบของ Matching Networks ดังรูป โดยใช้ไมโครสตริป ซึ่งจะอธิบายในรูป admittances ร่วมกับ Γ_{Ms} และ Γ_{ML}



รูปที่ 3.1 วงจรโครงข่ายแมตช์ซิ่ง

การคำนวณโครงข่ายแมตซ์ซิ่ง พิจารณาด้านเข้า



รูปที่ 3.2 วงจรโครงข่ายแมตซ์ซิ่งด้านเข้า

คำนวณหา Z_{Ms} และ Y_{Ms} จากสมการ

$$Z_{Ms} = \frac{1 + \Gamma_{Ms}}{1 - \Gamma_{Ms}}$$

จะได้

$$Z_{Ms} = 0.1497 - j0.2832$$

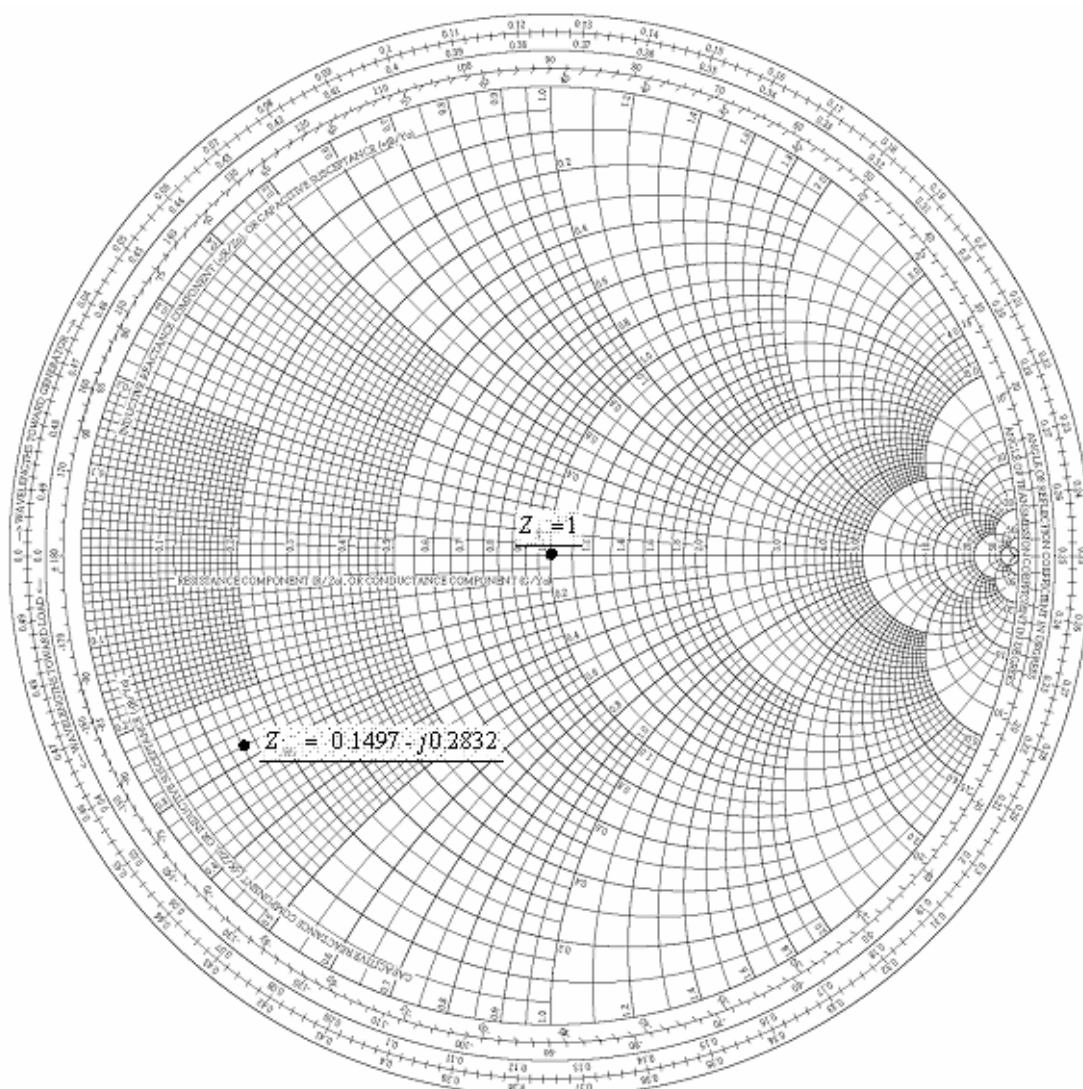
จากสมการ

$$Y_{Ms} = \frac{1}{Z_{Ms}}$$

จะได้ $Y_{Ms} = 1.4589 + j2.76$

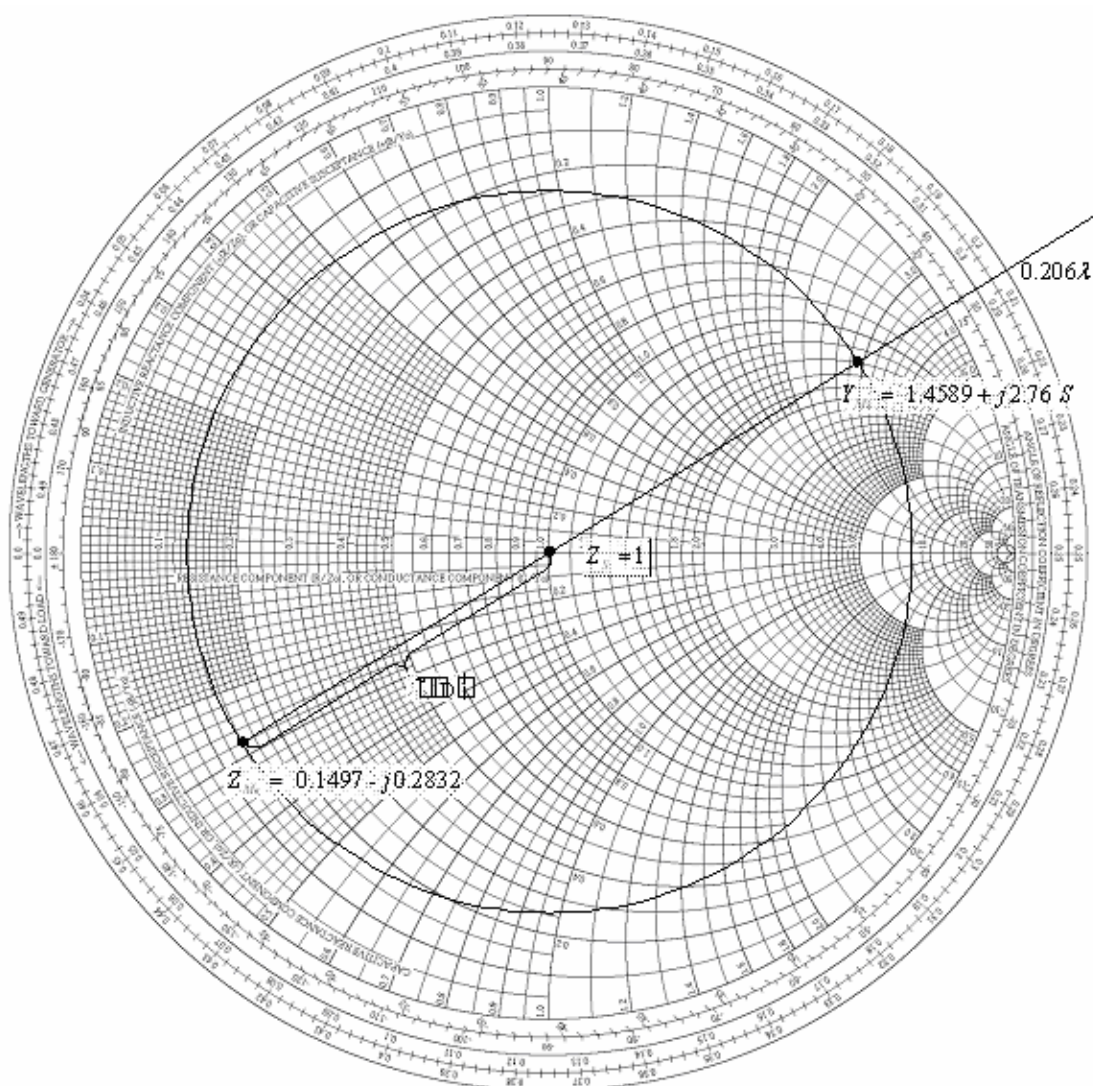
ทำการ Normalize Y_{Ms} จะได้ $Y_{Ms} = 0.0292 - j0.0552$

จากนั้นนำค่า Z_{Ms} มาพล็อตบนแผนภูมิสมิท



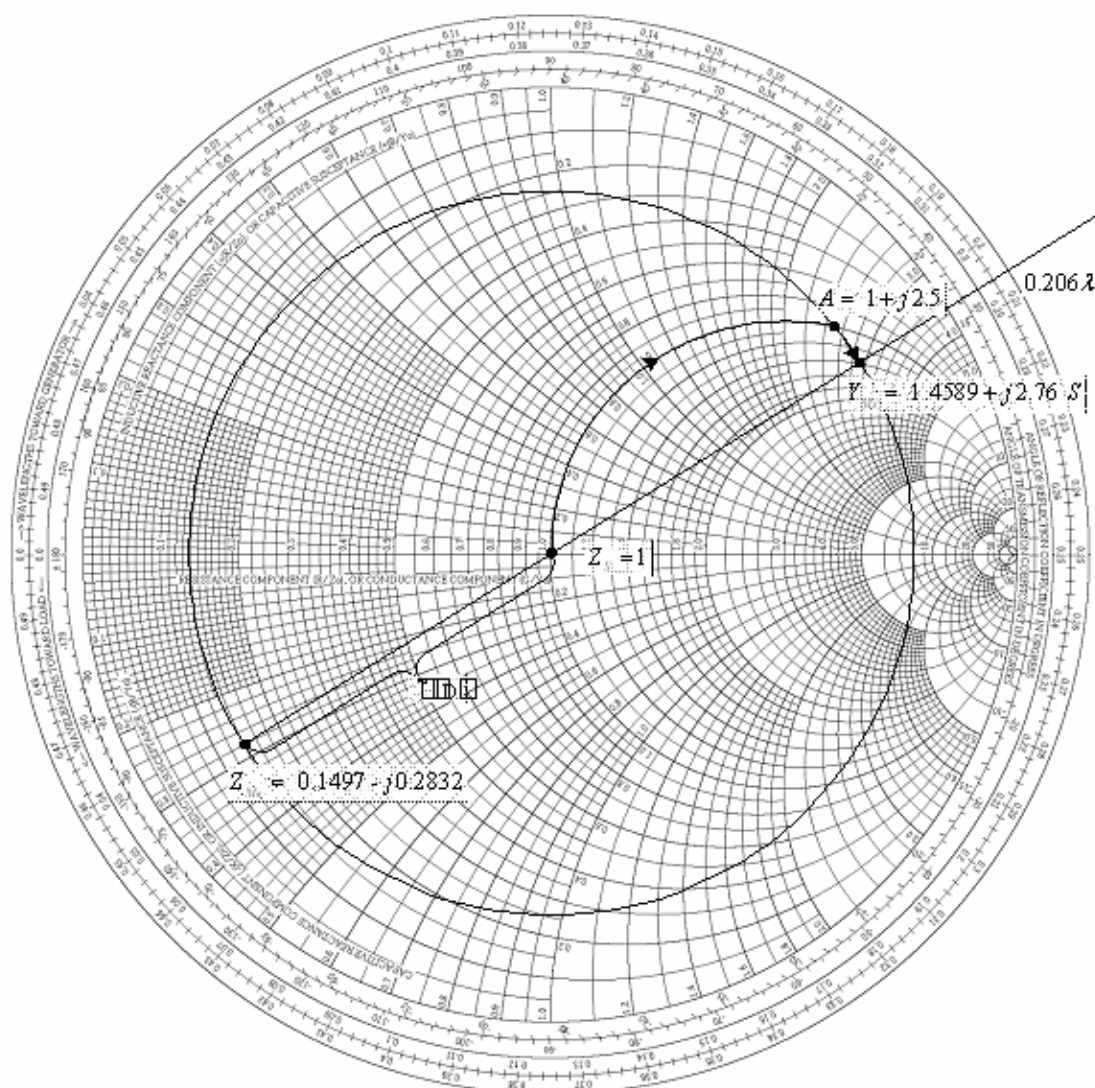
รูปที่ 3.3 แสดงตำแหน่ง Z_{Ms} บนแผนภูมิสมิท

จากนั้นลากเส้นวงกลม Z_s และมีรัศมีใช้วงเวียนวาดวงกลมมีจุดศูนย์กลางที่จุด Z_s และมีรัศมีเท่ากับระยะจากจุด Z_s ถึง Z_{MS} จากนั้นลากเส้นตรงจากจุด Z_{MS} ผ่านจุดศูนย์กลางและตัดส่วนโค้งของวงกลมที่อยู่ตรงข้ามจุด Z_{MS} ซึ่งจะเป็นค่าแอดมิตแดนซ์ (Y_{MS}) และเส้นตรงนี้จะตัดที่ λ มีค่าเท่ากับ 0.206 λ ดังรูปที่ 3.4



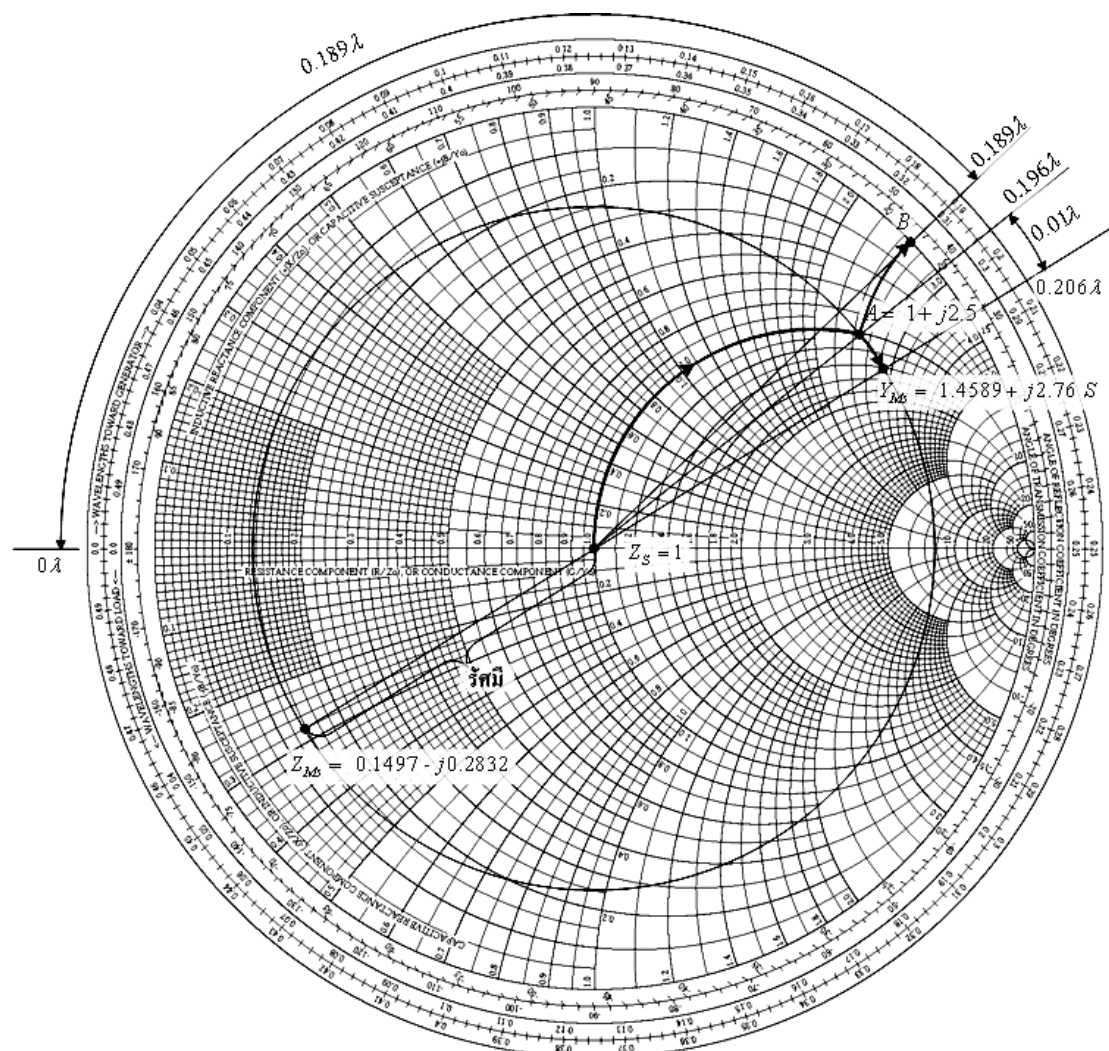
รูปที่ 3.4 แสดงการเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิตแดนซ์

เนื่องจากตัวอย่างนี้ทำการวนขึ้นด้านบนของแผนภูมิสมิท เพื่อให้ได้ค่าหลังจากที่กำจัดค่าจริงออกแล้วเหลือเพียง $+jb$ ซึ่งเป็นวิธีการทำ open shunt stub จากนั้นลากเส้นตามส่วนโค้งที่มีค่าจริงเท่ากับ 1.0 ขึ้นไปตัดกับวงกลมจะได้จุด A มีค่าเท่ากับ $1 + j2.5$ แล้วลากเส้นตามส่วนโค้งของวงกลมไปหาจุด Y_{Ms} ดังรูปที่ 3.5



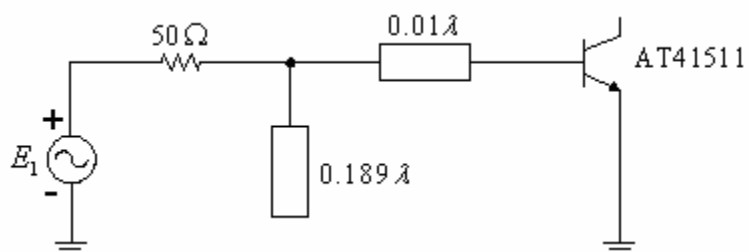
รูปที่ 3.5 แสดงการวนแผนภูมิสมิทเพื่อกำจัดค่าจริง

หาความยาวของสายส่งบนแผนภูมิสมิท โดยลากเส้นตรงจากจุด Z_s ผ่านจุด A จะได้ λ มีค่าเท่ากับ 0.196λ จำนวนความยาวสายส่งจะได้เท่ากับ $0.206\lambda - 0.196\lambda = 0.01\lambda$ ดังรูปที่ 3.7



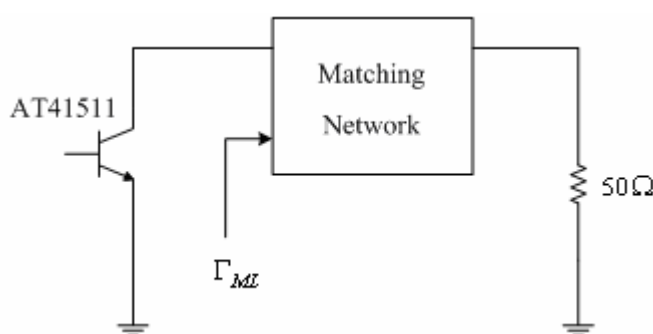
รูปที่ 3.7 แสดงการหาค่าความยาวของสายส่งด้านอินพุต

ดังนั้นจะได้ความยาวของสายส่งด้านอินพุต ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 สายส่งด้านอินพุต

พิจารณาด้านเอาต์พุต



รูปที่ 3.9 วงจรโครงข่ายแมตซ์ซิ่งด้านเอาต์พุต

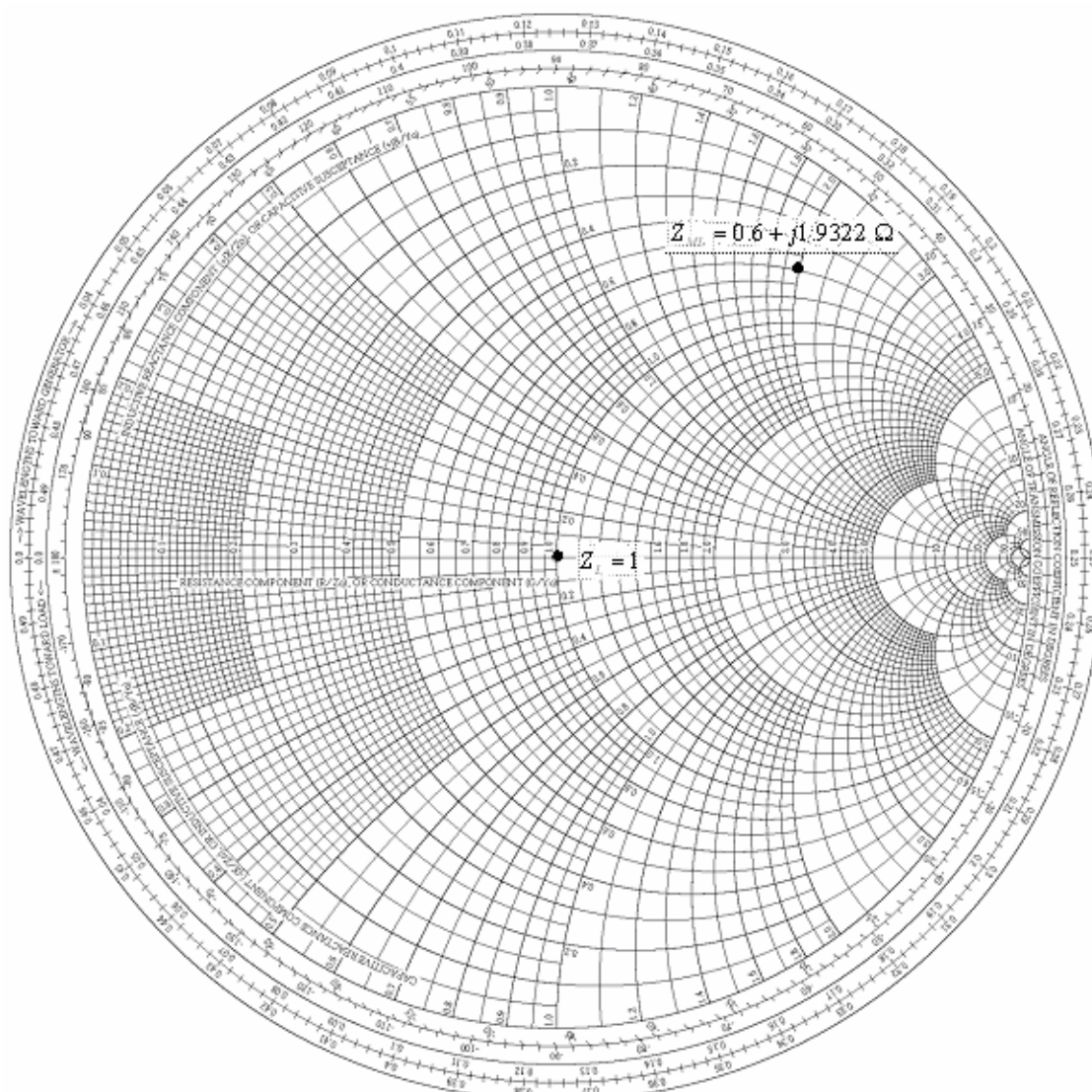
คำนวณหา Z_{ML} และ Y_{ML} จากสมการ

$$Z_{ML} = \frac{1 + \Gamma_{ML}}{1 - \Gamma_{ML}}$$

จะได้

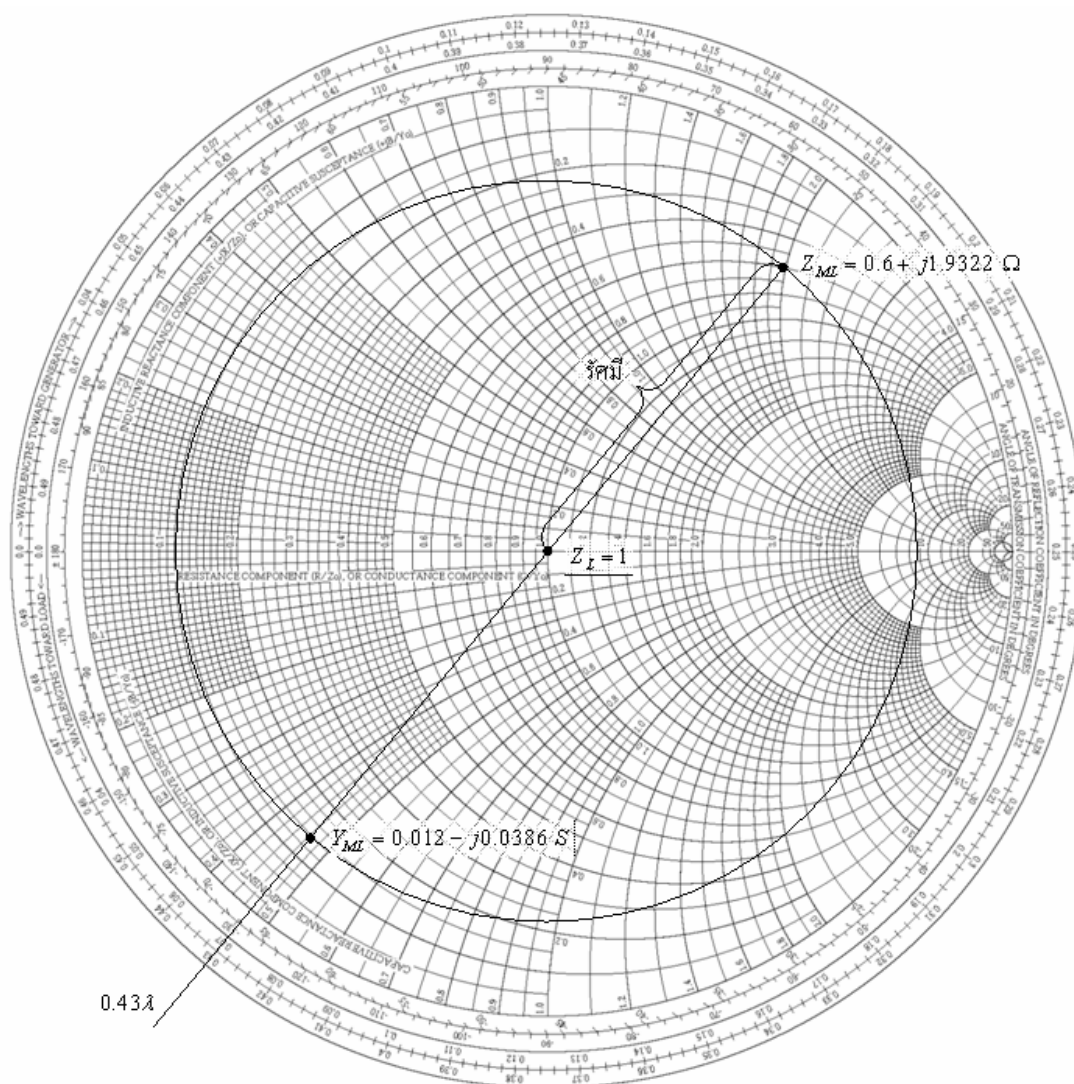
$$Z_{ML} = 0.6 + j1.9322 \text{ และ } Y_{ML} = \frac{1}{Z_{ML}} = 0.012 - j0.0386$$

นำค่า Z_{ML} มาพล็อตบนแผนภูมิสมิท



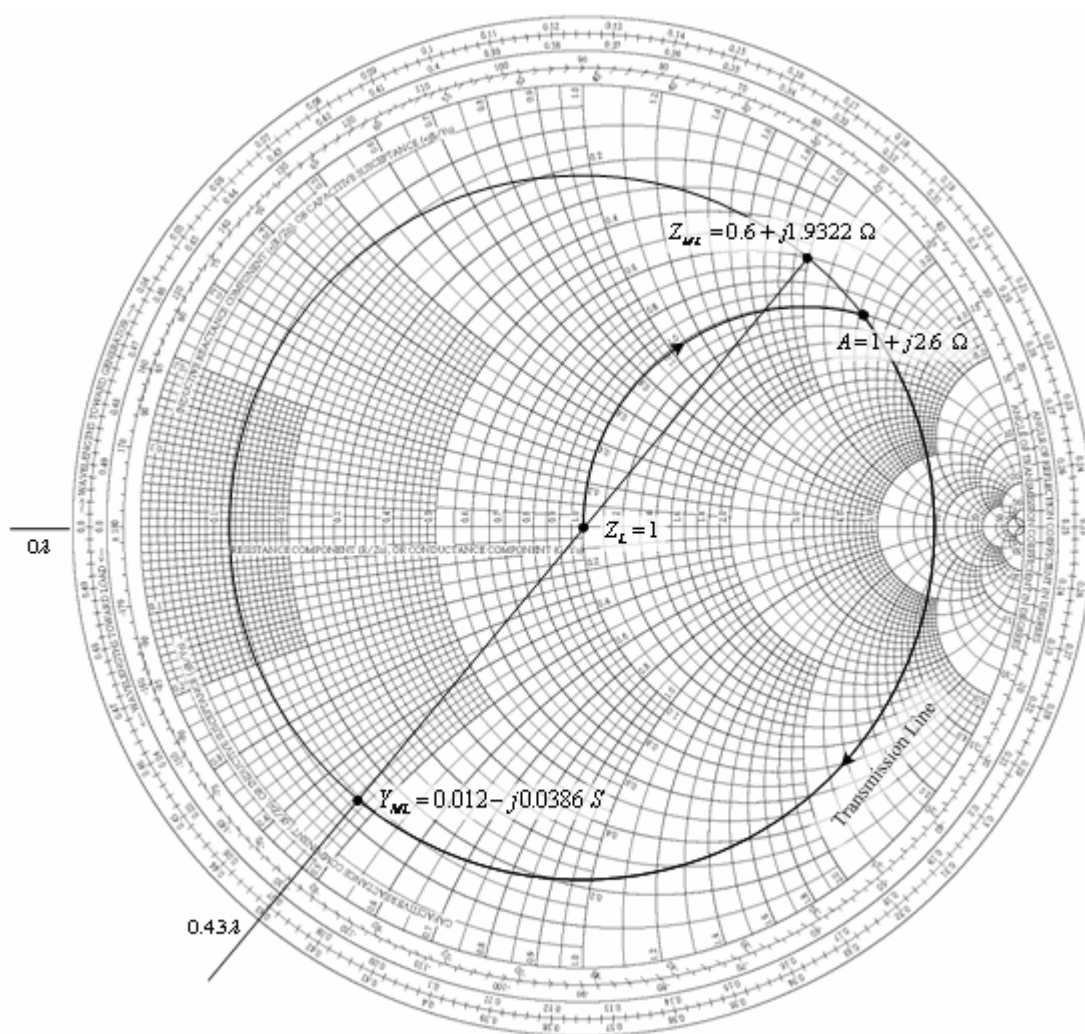
รูปที่ 3.10 แสดงตำแหน่ง Z_{ML} บนแผนภูมิสมิท

ลากวงกลมมีจุดศูนย์กลางที่จุด Z_L และมีรัศมีเท่ากับระยะจากจุด Z_L ถึง Z_{ML} จากนั้นลากเส้นตรงจากจุด Z_{ML} ผ่านจุดศูนย์กลางและตัดส่วนโค้งของวงกลมที่อยู่ตรงข้ามจุด Z_{ML} ซึ่งจะเป็นค่าแอดมิตแตนซ์ (Y_{ML}) และเส้นตรงนี้จะตัดที่ λ มีค่าเท่ากับ 0.356 λ ดังรูปที่ 3.11



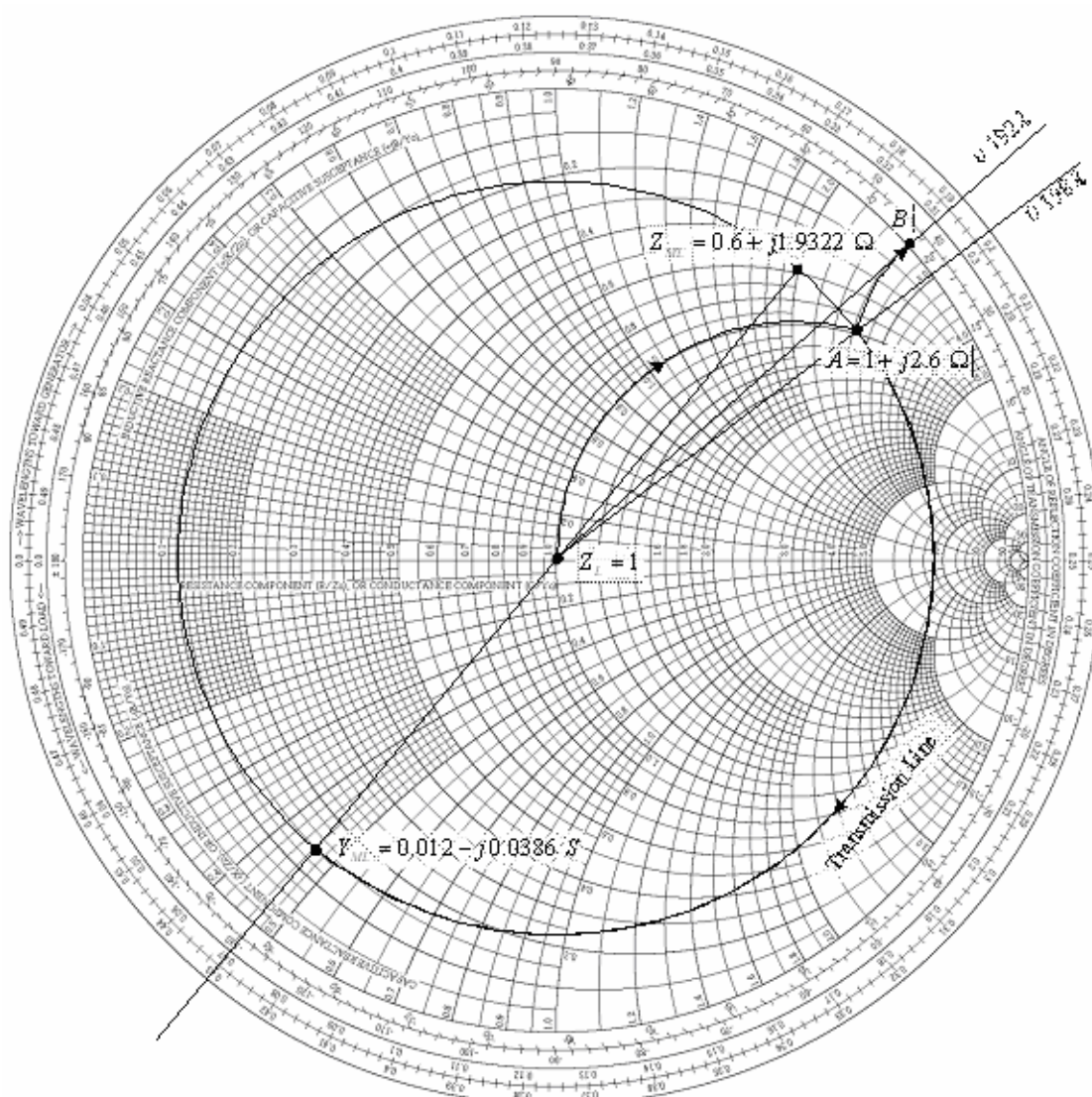
รูปที่ 3.11 แสดงการเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิตแตนซ์

เนื่องจากตัวอย่างนี้ทำการวนขึ้นด้านบนของแผนภูมิสมิทเพื่อให้ได้ค่าหลังจากที่กำจัดค่าจริงออกแล้วเหลือเพียง $+jb$ ซึ่งเป็นวิธีการทำ open shunt stub จากนั้นลากเส้นตามส่วนโค้งที่มีค่าจริงเท่ากับ 1.0 ขึ้นไปตัดกับวงกลมจะได้จุด B มีค่าเท่ากับ $1+j2$ แล้วลากเส้นตามส่วนโค้งของวงกลมไปหาจุด Y_{ML} ดังรูปที่ 3.12



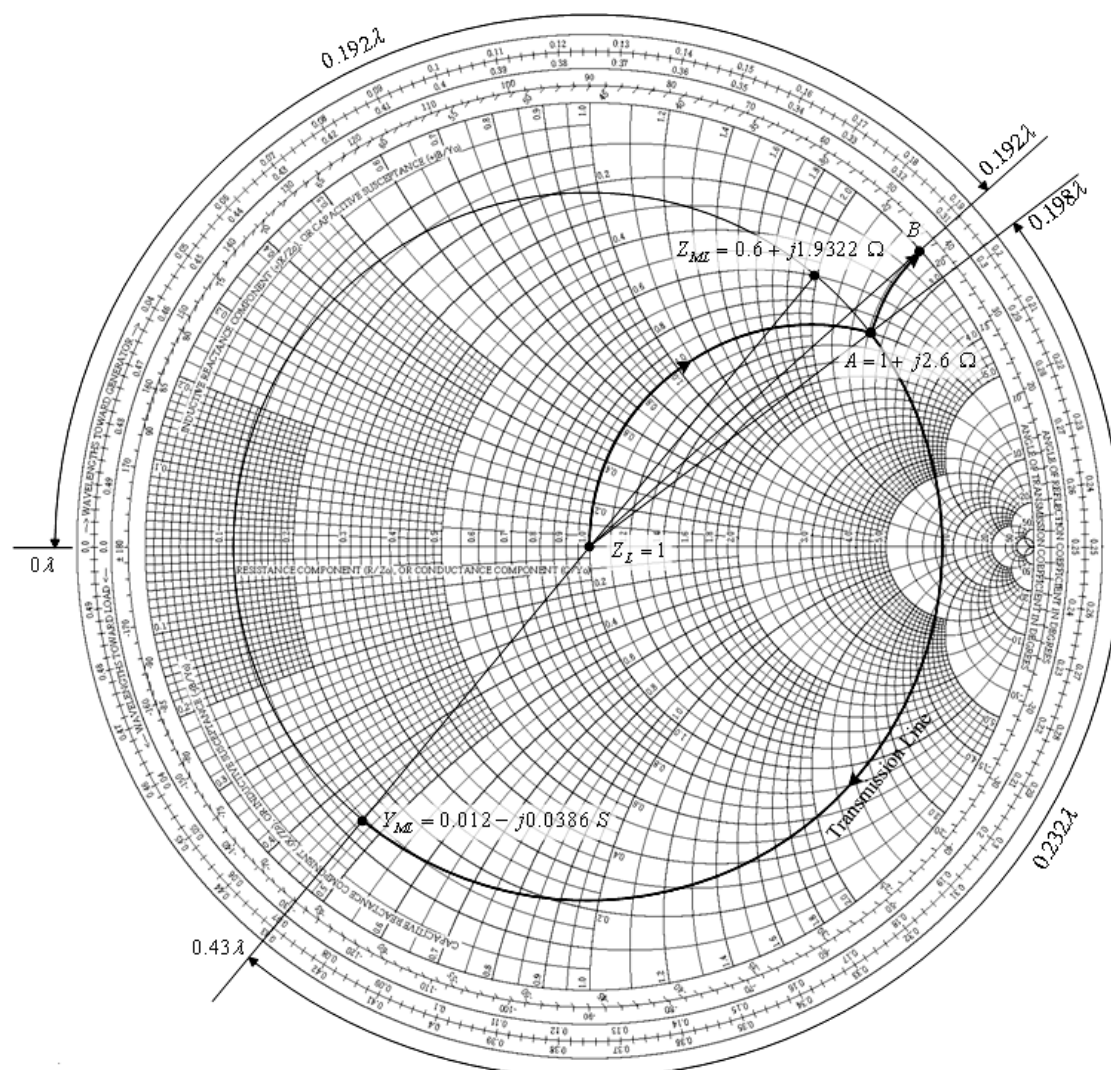
รูปที่ 3.12 แสดงการวนแผนภูมิสมิทเพื่อกำจัดค่าจริง

หาความยาวของ open shunt stub โดยลากเส้นจากจุด A ไปยังจุด B จากนั้นลากเส้นตรงจากจุด Z_L ผ่านจุด B จะได้ค่าความยาวของ open shunt stub มีค่าเท่ากับ 0.192λ ดังรูปที่ 3.13



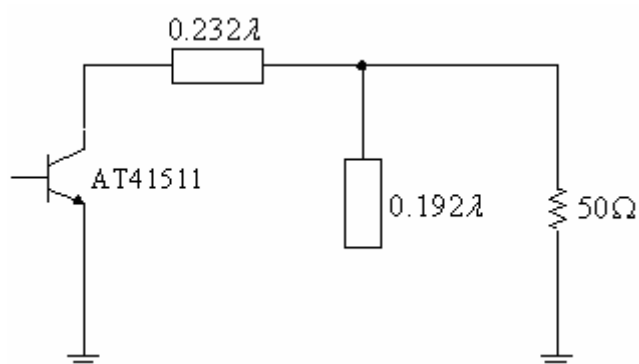
รูปที่ 3.13 การหาค่าความยาวของ open shunt stub ด้านเอาต์พุต

หาความยาวของสายส่ง บนแผนภูมิสมิทโดยลากเส้นตรงจากจุด Z_L ผ่านจุด A จะได้ λ มีค่าเท่ากับ 0.198λ จำนวนความยาวสายส่งจะได้เท่ากับ $0.43\lambda - 0.198\lambda = 0.232\lambda$ ดังรูปที่ 3.14



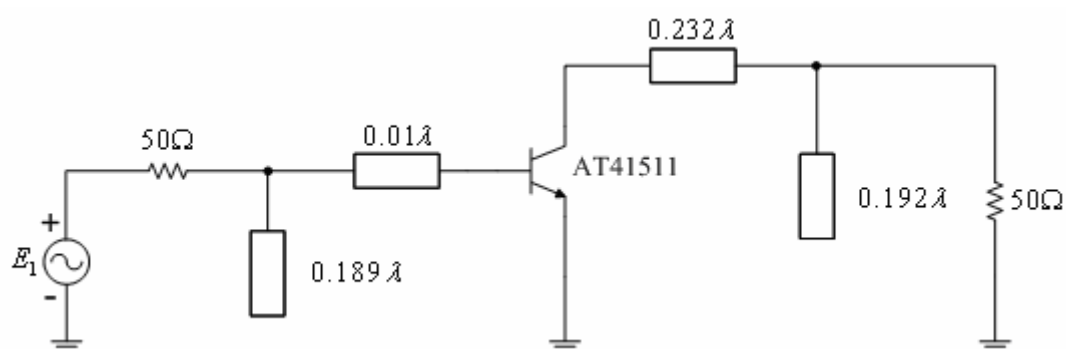
รูปที่ 3.14 แสดงการหาความยาวของสายส่งด้านเอาต์พุต

ดังนั้นจากรูปที่ 3.14 จะได้ความยาวของสายส่งด้านเอาต์พุต ดังรูปที่ 3.15



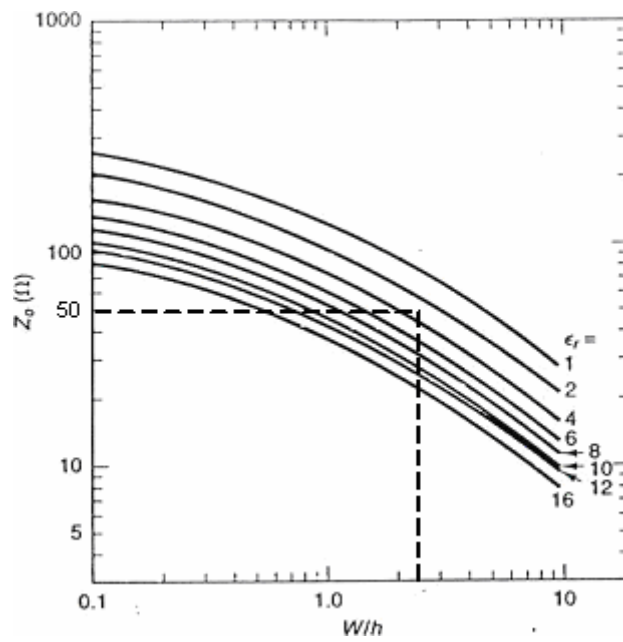
รูปที่ 3.15 สายส่งด้านเอาต์พุต

ดังนั้นได้รูปวงจรขยายดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

จากตัวอย่างเลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ RO4003C™ มีค่าคงตัวทางไดอิเล็กตริก(ϵ_r) เท่ากับ 3.38 ความหนาแผ่นวงจรพิมพ์ (h) เท่ากับ 0.203 มิลลิเมตร ที่ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ เท่ากับ 50 โอห์ม พิจารณารูปที่ 3.17 จะได้ค่า W/h เท่ากับ 2.3



รูปที่ 3.17 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายนำสัญญาณ กับ W/h

หรือ หาค่า W/h ด้วยการคำนวณ จากสมการ

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (3.1)$$

โดยที่

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

$$B = \frac{377\pi}{2 \times 50 \sqrt{3.38}} = 6.442$$

จะได้

$$\frac{W}{h} = 2.315, W = 2.315h$$

แต่

$$h = 0.203 \text{ มิลลิเมตร}$$

ดังนั้น

$$W = 0.47 \text{ มิลลิเมตร}$$

หา ε_{ff} โดยพิจารณาค่า $\frac{W}{h}$ ซึ่งมีค่า มากกว่า 1 จึงเลือกใช้สมการ (2.3)

$$\varepsilon_{ff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}$$

จะได้

$$\varepsilon_{ff} = 2.6685$$

จากสมการ

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2.45 \times 10^9 \text{ Hz}} = 0.1224 \text{ เมตร หรือ } 12.24 \text{ เซนติเมตร}$$

จาก $\frac{W}{h} = 2.315$ ซึ่งมากกว่า 0.6 จึงเลือกใช้สมการ(2.4)สำหรับคำนวณหา λ ดังสมการ

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.1255}} \right]^{1/2}$$

ดังนั้น

$\lambda = 0.075$ เมตร หรือ 75 มิลลิเมตร

ความยาวของสลับแบบเปิดด้านเข้า มีค่าเท่ากับ 0.189λ

จะได้ความยาวของสลับแบบเปิดด้านเข้าเท่ากับ 0.01395 เมตร หรือ 13.95 มิลลิเมตร

ความยาวของสายส่งด้านเข้ามีค่าเท่ากับ 0.01λ

จะได้ความยาวของสายส่งด้านเข้าเท่ากับ 0.00075 เมตร หรือ 0.75 มิลลิเมตร

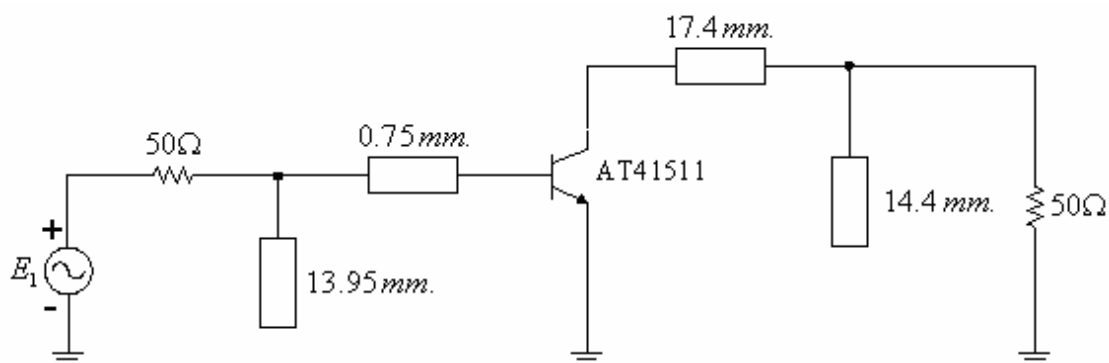
ความยาวของสลับแบบเปิดด้านออกมีค่าเท่ากับ 0.192λ

จะได้ความยาวของสลับแบบเปิดด้านออกเท่ากับ 0.0144 เมตร หรือ 14.4 มิลลิเมตร

ความยาวของสายส่งด้านออกมีค่าเท่ากับ 0.232λ

จะได้ความยาวของสายส่งด้านออกเท่ากับ 0.0174 เมตร หรือ 17.4 มิลลิเมตร

จะได้ได้วงจรสมมูลของวงจรขยายดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลของวงจรขยาย

3.2.2 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยใช้วงจรรวมไมโครเวฟ

งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง โดยใช้โปรแกรมออกแบบความถี่สูง Microwave Office™ ด้วยวิธีการจำลองแบบการทำงาน และการทำให้เหมาะสม

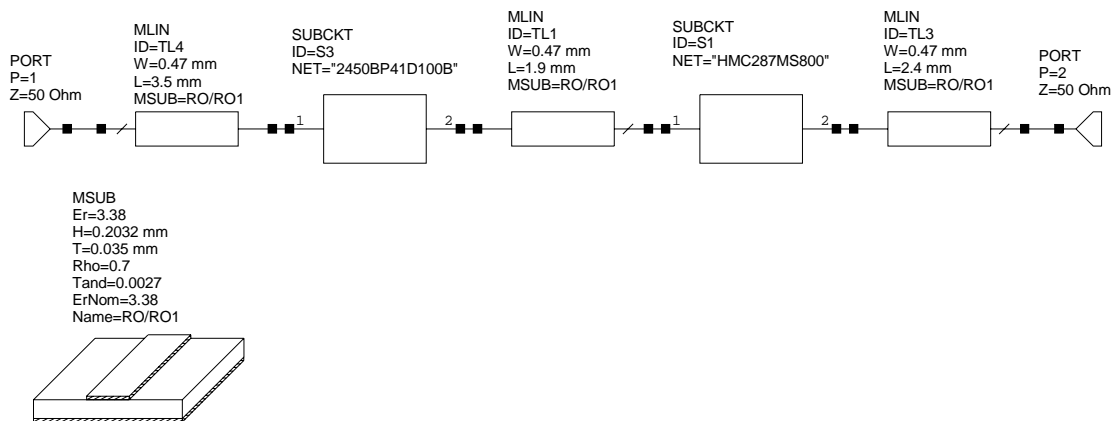
ที่สุด (Optimization) สำหรับการออกแบบวงจรขนาดเล็กนั้น ใช้อุปกรณ์ที่มีอยู่ในไลบรารี โดยเลือกวงจรรวมที่ทำงานอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการ

ข้อกำหนดเบื้องต้นสำหรับการออกแบบวงจร

1. วงจรขยายกำลังใช้วงจรรวมไมโครเวฟ เบอร์ HMC414MS8G ของบริษัท Hittite ไฟเลี้ยงวงจร 3.6 V. สำหรับการจำลองแบบการทำงาน
2. วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำใช้วงจรรวมไมโครเวฟ เบอร์ HMC287MS8 ของบริษัท Hittite ไฟเลี้ยงวงจร 3 V. สำหรับการจำลองแบบการทำงาน
3. สร้างชิ้นงานระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานไมโครเวฟ รุ่น RO4003C ของบริษัท Roger corporation มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.38 ความหนาของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 8 มิล (Mil) หรือ 0.203 มิลลิเมตร อุปกรณ์ที่ใช้เป็นชิปตัวต้านทานและตัวเก็บประจุขนาด 0603 แผ่นวงจรมีขนาดความกว้าง 25 มิลลิเมตร และยาว 65 มิลลิเมตร

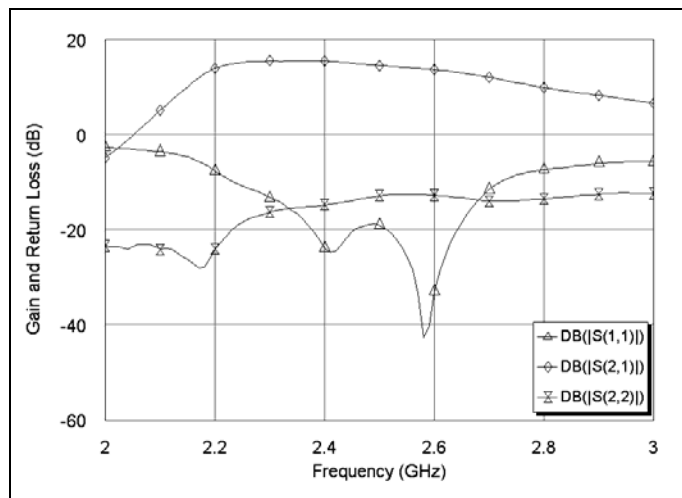
การจำลองแบบการทำงานวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz บนโปรแกรมออกแบบความถี่สูง Microwave Office™ โดยการแบ่งการจำลองแบบการทำงานเป็นสองส่วนคือส่วนของการรับสัญญาณ และการส่งสัญญาณ โดยเลือกอุปกรณ์ต่าง ๆ จากไลบรารี แล้ววางตามตำแหน่งที่ต้องการ ลากเส้นเชื่อมอุปกรณ์ แผ่นวงจรพิมพ์ใช้ แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับความถี่สูง RT/Duroid RO4003 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) 3.38 ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย (Loss tangent) 0.0022 ความหนาของแผ่นซับสเตรต 0.203 มิลลิเมตร ความหนาของทองแดง 0.002 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz จะได้ความกว้างของสายส่งประมาณ 0.47 มิลลิเมตร

จากนั้นสร้างวงจรโดยใช้อุปกรณ์ที่เราเลือก การสร้างวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยแยกเป็นสองส่วนคือภาครับ และภาคส่งสัญญาณ ด้านภาครับจะประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ HMC287MS8 และ วงจรกรองแถบสัญญาณ ต่อผ่านวัสดุฐานรอง RO4003C และปิดหุ้มท้ายด้วยพอร์ต 50 โอห์ม ดังรูปที่ 3.19



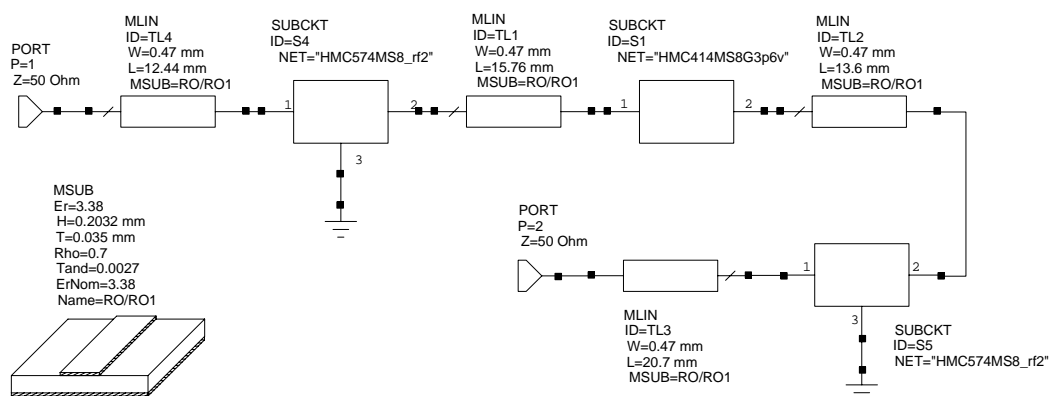
รูปที่ 3.19 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางในส่วนของภาครับสัญญาณ

ผลจากการจำลองแบบการทำงานวงจรด้านภาครับแสดงดังรูปที่ 3.20 จะสังเกตได้ว่าที่ความถี่ 2.45 GHz S_{11} จะเท่ากับ -20 dB S_{21} เท่ากับ 17 dB และ S_{22} เท่ากับ -14 dB

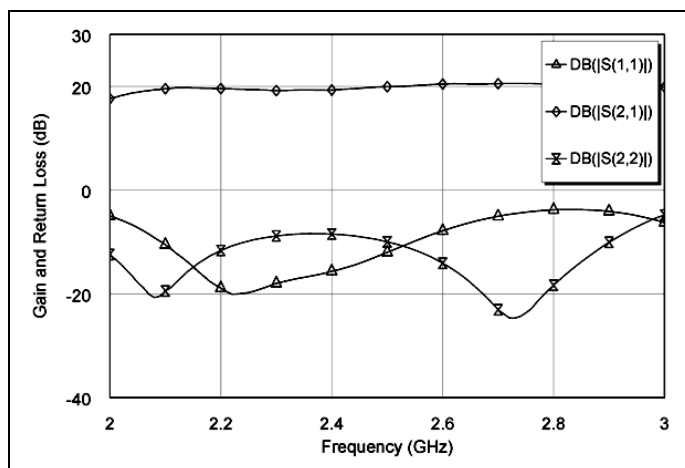


รูปที่ 3.20 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขยายสัญญาณภาครับ

ภาคส่งจะประกอบด้วย วงจรขยายกำลัง HMC414MS8G และ สวิตช์ HMC574MS8 ซึ่งหัวด้านหนึ่งที่ไม่ได้ต่ออุปกรณ์จะต่อกราวด์ไว้ และต่อด้วยวัสดุฐานรอง RO4003C และปิดหัวท้ายด้วยพอร์ต 50 โอห์ม ดังรูปที่ 3.21 ซึ่งผลจากการจำลองแบบการทำงานของวงจรด้านภาคส่งแสดงดังรูปที่ 3.22 จะสังเกตได้ว่าที่ความถี่ 2.45 GHz S_{11} จะเท่ากับ -15 dB S_{21} เท่ากับ 20 dB และ S_{22} เท่ากับ -11 dB



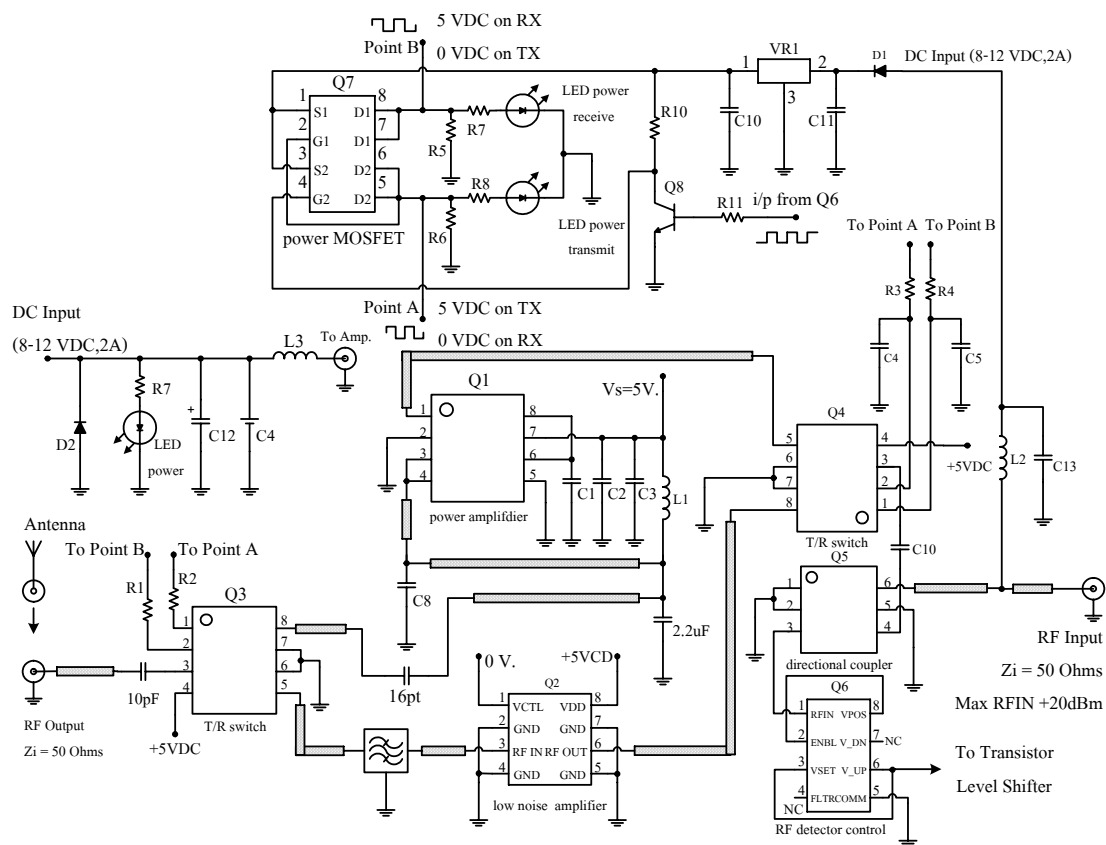
รูปที่ 3.21 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางในส่วนของภาคสัญญาณ



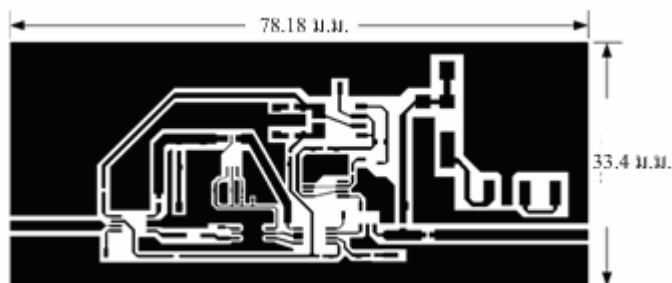
รูปที่ 3.22 ผลตอบสนองเชิงขนาดของวงจรขยายสัญญาณภาคส่ง

วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางแสดงดังรูปที่ 3.23 (สามารถดูรายละเอียดขนาดใหญ่ได้ที่ภาคผนวก ก) ซึ่งประกอบด้วยวงจรภาครับ ภาคส่งสัญญาณ ชุดควบคุมสัญญาณ และชุดจ่ายไฟ โดยที่ภาครับสัญญาณจะรับสัญญาณจากสายอากาศผ่านสวิตช์ เบอร์ HMC574MS8 ของบริษัท hittite และตัวกรองแถบสัญญาณ (band pass filter) เบอร์ 2450BP41D100B ของบริษัท johanson ที่ความถี่กลาง 2.45 GHz แล้วเข้าที่ วงจรรวมไมโครเวฟ วงจรขยายสัญญาณรอบวงต่ำ เบอร์ HMC287MS8 ของบริษัท hittite ซึ่งมีอัตราขยาย 21 dB ค่าสูญเสียการย้อนกลับ -14 dB ตัวเลขสัญญาณรอบวง 2.5 dB จากนั้นสัญญาณที่ถูกขยายจะถูกส่งออกไปยังจุดเข้าถึง โดยผ่านสวิตช์ MMIC Q₄ ในส่วนของภาคส่งสัญญาณจากจุดเข้าถึงผ่านตัวเชื่อมต่อแบบมีทิศทาง จากนั้นสัญญาณที่ถูกคัปปลิงจะถูกส่งไปยังชุดควบคุมซึ่งมีตัวควบคุมสัญญาณวิทยุ (RF detector control) ไปควบคุม

ให้สวิตช์เลื่อนตำแหน่งส่งผ่านไปยังตำแหน่งของภาคส่งสัญญาณ ซึ่งมีวงจรรวมไมโครเวฟ เบอร์ HMC414MS8G ซึ่งมีอัตรา การขยายสูงสุด 25 dB มีค่าสูญเสียการย้อนกลับ -14 dB จากนั้นสัญญาณที่ถูกขยายจะส่งผ่านสวิตช์ และออกไปยังสายอากาศ เพื่อให้บริการเครื่องลูกค้าปลายทางต่อไป

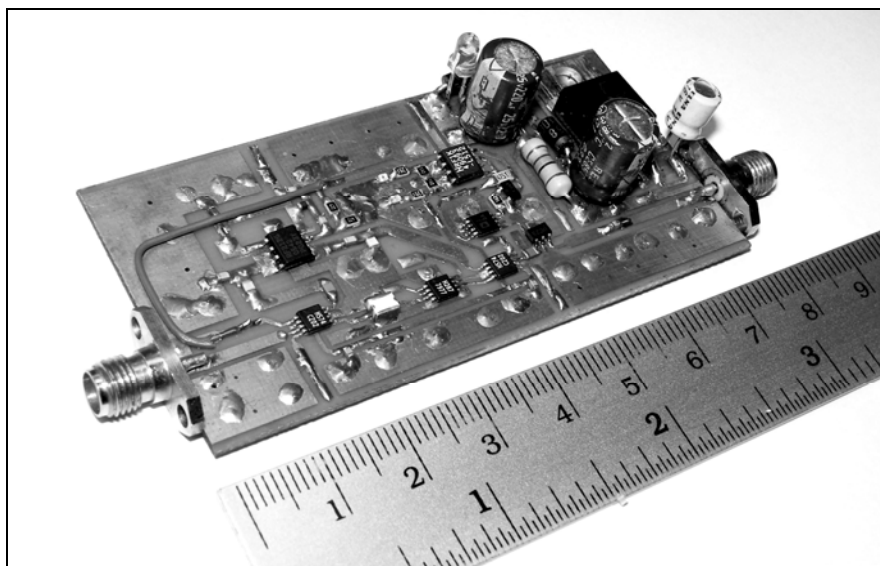


รูปที่ 3.23 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

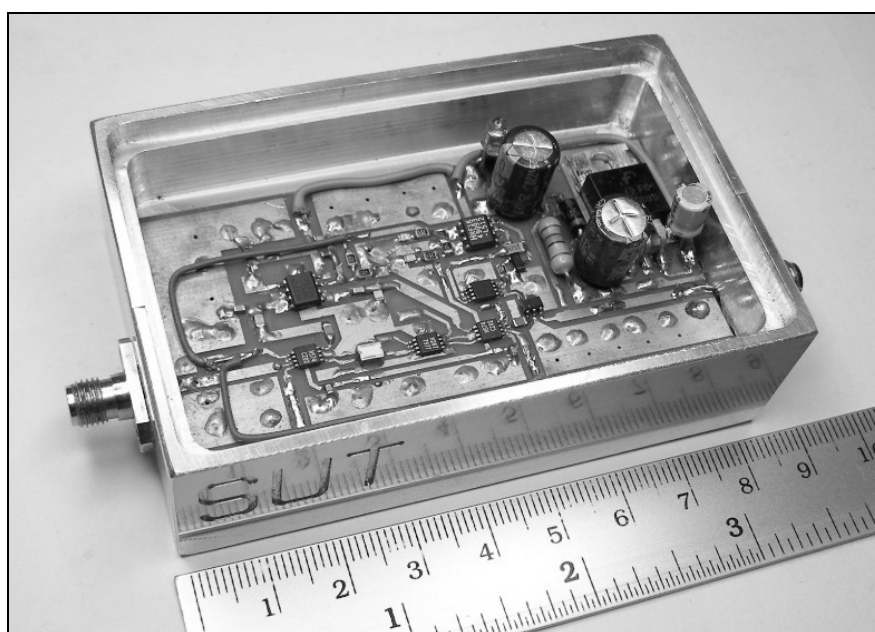


รูปที่ 3.24 ลายวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

จากรูปที่ 3.24 แสดงลายวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางขนาดเท่าของจริง (สามารถดูรายละเอียดขนาดใหญ่ได้ที่ภาคผนวก ค) ซึ่งออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์รุ่น RO4003C™ ของบริษัท roger corporation



รูปที่ 3.25 แผ่นวงจรพิมพ์วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่ลงอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว



รูปที่ 3.26 แผ่นวงจรพิมพ์ที่ลงอุปกรณ์แล้วในกล่องโลหะ

ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงรายการอุปกรณ์ (Part list) ที่ใช้ประกอบวงจร

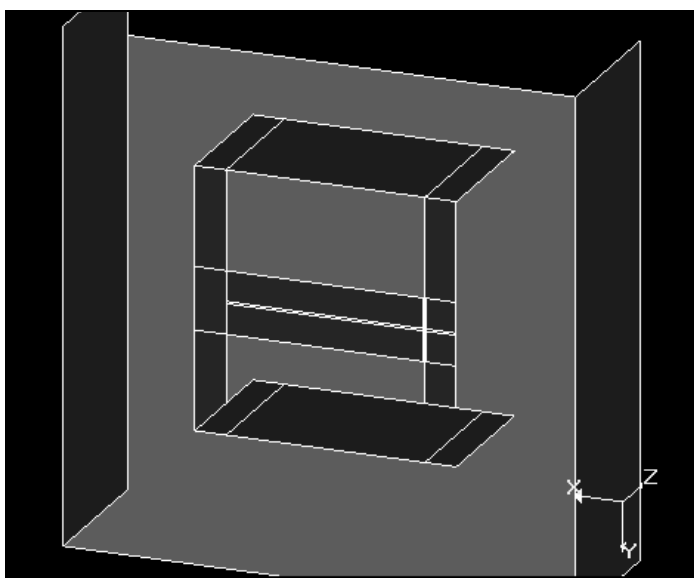
ขนาด	หน่วย	รายละเอียด	จำนวน	ID	ยี่ห้อ	เบอร์	ราคา
-	-	GaAs InGaP HBT MMIC Power Amplifier, 2.2 - 2.8 GHz	1	Q ₁	Hittite	HMC414MS8G	174
-	-	GaAs MMIC Low noise amplifier with AGC, 2.3 - 2.5 GHz	1	Q ₂	Hittite	HMC287MS8	58
-	-	GaAs MMIC T/R Switch	2	Q ₃₋₄	Hittite	HMC574MS8	80
-	-	Directional coupler 2.3–2.6 GHz	1	Q ₅	Skyworks	DC25-73	86
-	-	Operational Amplifier	1	Q ₆	Analog Devices	AD8314ARMZ	445
-	-	P-Channel power MOSFET	1	Q ₆	Harris	RF1K49093	1,695
-	-	NPN Small signal transistor	1	Q ₇	Diodes	MMST2222A	1,695
-	-	Positive Voltage Regulators	1	Q ₈	ST	LM7805	15
-	-	BPF	1		Murata	DFCB22G44LBJAA	
330	pF	Cap, 0603, Ceramic	2	C ₁₋₂	Digikey	-	2
2.2	pF	Cap, 0603, Ceramic	1	C ₃	Digikey	-	2
10	pF	Cap, 0603, Ceramic	4	C ₄₋₇	Digikey	-	2
2.7	pF	Cap, 0603, Ceramic	1	C ₈	Digikey	-	2
100	pF	Cap, 0603, Ceramic	1	C ₉₋₁₀	Digikey	-	2
47	uF	Cap, Electrolyte	1	C ₁₁	Digikey	-	2
220	uF	Cap, Electrolyte	1	C ₁₂	Digikey	-	2
0.01	uF	Cap, 0603, Ceramic	1	C ₁₃	Digikey	-	2
18	nH	Ind, 0603	3	L ₁₋₃	Digikey	-	2
100	Ω	Res, 1/10W,0805	4	R ₁₋₄	Digikey	-	2
1000	Ω	Res, 1/10W,0805	2	R ₅₋₆	Digikey	-	2
390	Ω	Res, 1/10 W,0805	2	R ₇₋₈	Digikey	-	2
22	Ω	Res, 5 W	1	R ₉	Digikey	-	2
4700	Ω	Res, ½ W	1	R ₁₀	Digikey	-	0.5
1500	Ω	Res, ½ W	1	R ₁₁	Digikey	-	0.5
-	-	Diode, ½ A	2	D ₁₋₂	-	1N5401	1
-	-	LED	2	LED ₁₋₂	-		1
-	-	IC Regulate	1	VR ₁	NS	LM7805	15
-	-	Connector, SMA(F)	2		RIGID	158150	100

3.3 ออกแบบสายอากาศ

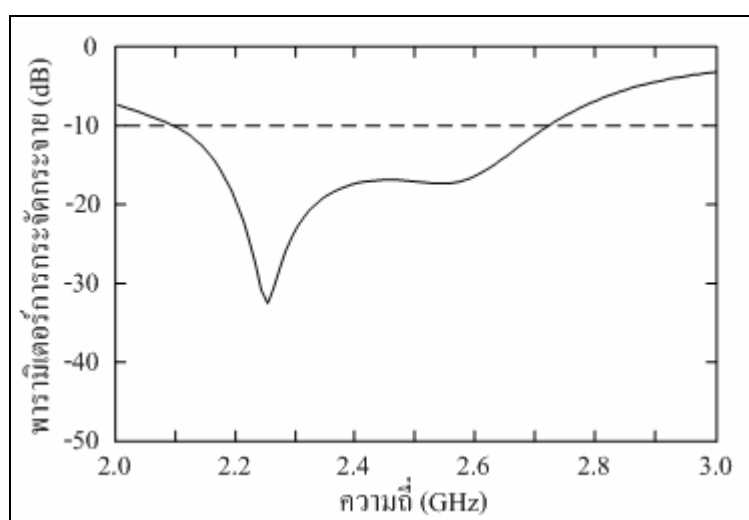
ในส่วนของสายอากาศเป็นการออกแบบที่คำนึงถึงโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน และให้ผลตอบแทนทางความถี่ที่ดี โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมสำเร็จรูปที่ใช้จำลองปัญหาแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อวิเคราะห์โครงสร้างของปัญหา โดยผู้ใช้จะต้องกำหนดชั้น Layer ต่าง ๆ ของสายอากาศซึ่งได้แก่ ชั้นของระนาบกราวด์ วัสดุฐานรอง สายอากาศ ในการออกแบบการทำงานสายอากาศด้วยการจำลองแบบการทำงาน จะต้องการทราบข้อมูลดังนี้

1. ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ
2. แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน
3. อัตราส่วนคลื่นนิ่ง
4. อิมพีแดนซ์ด้านเข้า

การจำลองแบบการทำงาน

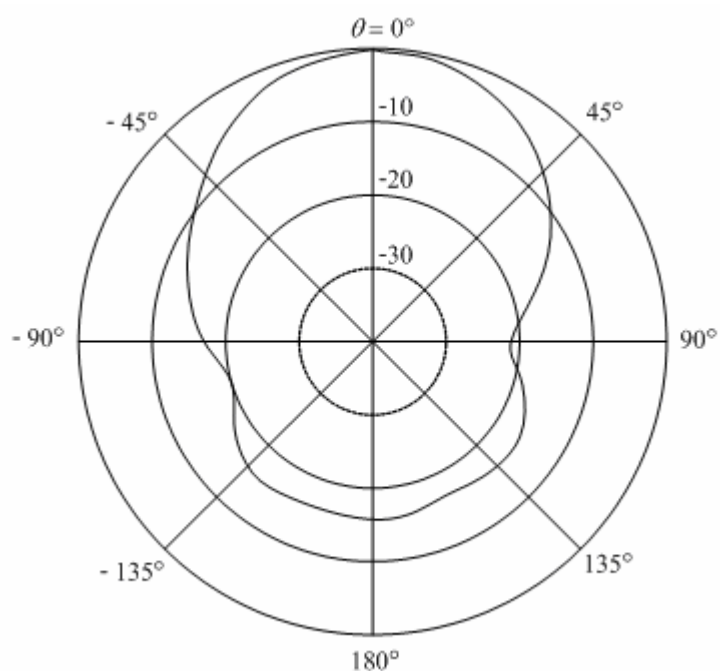


รูปที่ 3.27 สายอากาศแถบกว้างที่ออกแบบได้จากโปรแกรม IE3D

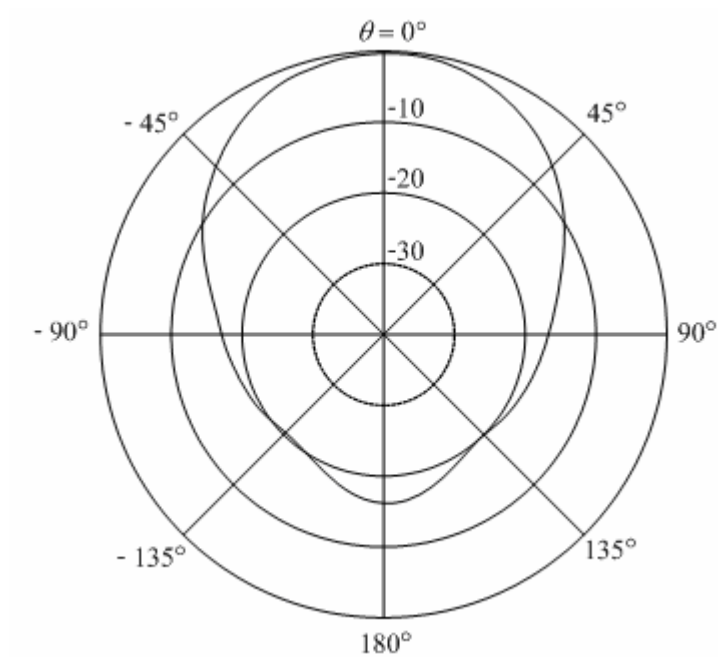


รูปที่ 3.28 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศแถบกว้าง

เมื่อทำการจำลองแบบสายอากาศที่ออกแบบผลที่ได้จากรูปที่ 3.26 จะเห็นว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ความถี่ 2.45 GHz อยู่ที่ประมาณ -17 dB

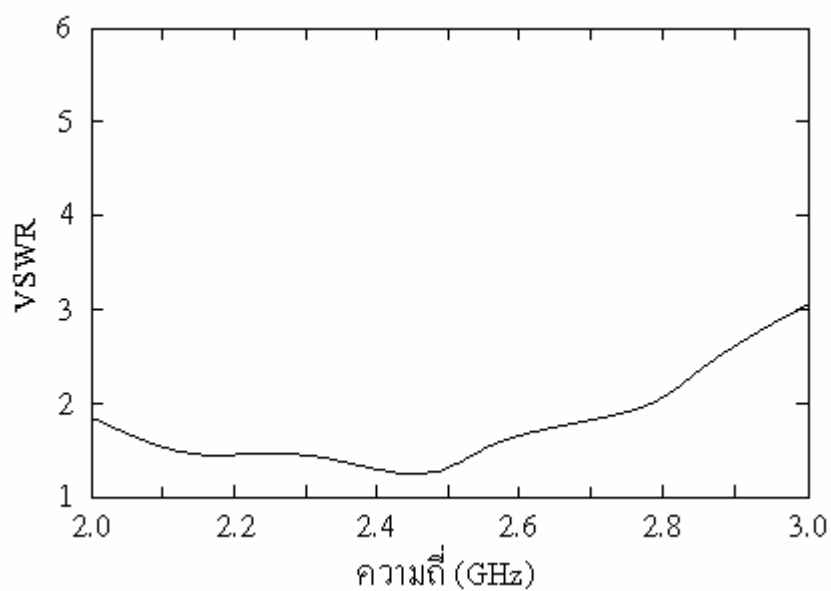


ก.ระนาบสนามไฟฟ้า



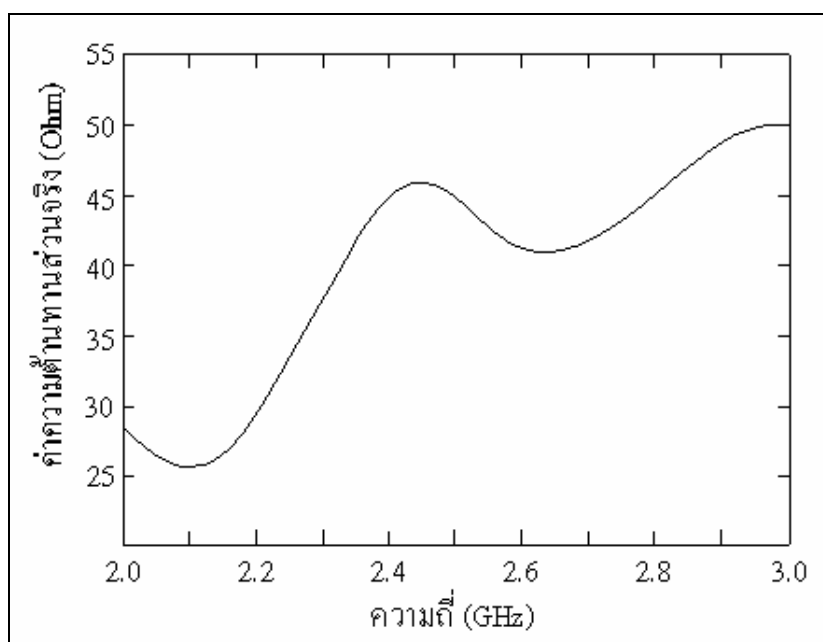
ข.ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.29 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศแถบกว้าง

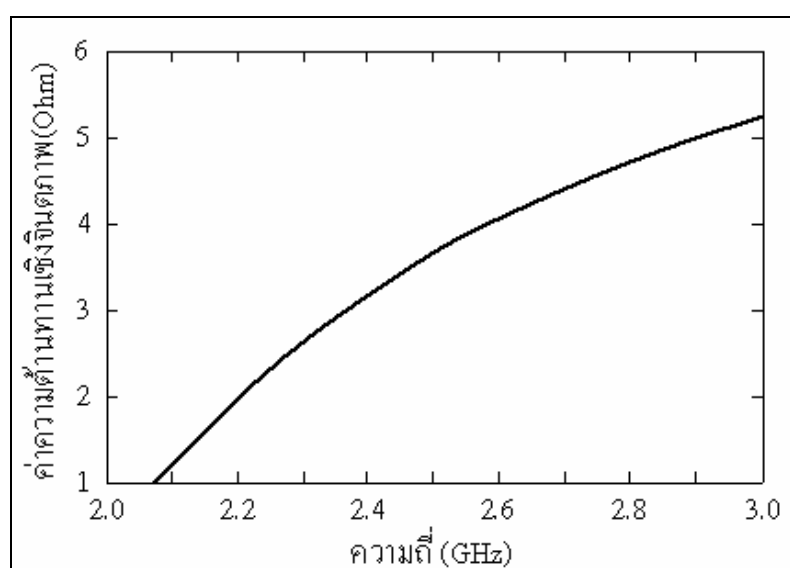


รูปที่ 3.30 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศแถบกว้าง

รูปที่ 3.31 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานจะพิจารณาในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก ส่วนรูปที่ 3.28 แสดงผลการจำลองแบบการทำงานค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศพิจารณาความถี่ 2.45 GHz มีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง เท่ากับ 1.65



ก. ค่าความต้านทานส่วนจริง



รูปที่ 3.31 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแถบกว้าง

ผลการจำลองแบบการทำงานค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายมีค่าแสดงดังรูปที่ 3.30 แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ได้จากการจำลองแบบการทำงาน พิจารณาความถี่ 2.45 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $45.5 + j3.4 \Omega$

3.4 สรุป

ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่ใช้วงจรทรานซิสเตอร์ ใช้ค่าพารามิเตอร์การกระจายเพียงอย่างเดียวก็เพียงพอในการออกแบบ ซึ่งในการออกแบบต้องพิจารณาค่าเสถียรภาพของวงจร หรือ K ซึ่งจะต้องมีมากกว่า 1 วงจรจึงจะทำงาน นอกจากนั้นยังต้องมีข้อมูลที่ต้องพิจารณาในการออกแบบ ได้แก่ อัตราการขยาย ความกว้างแถบและความถี่กลาง ตัวเลขสัญญาณรบกวน กำลังด้านออกที่เป็นเชิงเส้น สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านเข้า สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านออก แรงดันและกระแสที่ใช้งานกับทิศทางการไหลของกระแส

การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่ใช้วงจรรวมไมโครเวฟ ใช้โปรแกรมออกแบบความถี่สูงช่วยในการจำลองแบบการทำงาน ซึ่งมีตัวอุปกรณ์ที่ต้องการใช้อยู่ในโปรแกรมในการออกแบบและการจำลองแบบการทำงาน แบ่งเป็นสองส่วนตามลักษณะการทำงานคือภาครับและภาคส่ง

การออกแบบสายอากาศต้องคำนึงถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ รูปแบบการแผ่กระจายกำลังงาน อัตราส่วนคลื่นนิ่ง อิมพีแดนซ์ด้านเข้า ซึ่งเป็นปัจจัยสำคัญในการออกแบบสายอากาศ

บทที่ 4

การวัดและผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

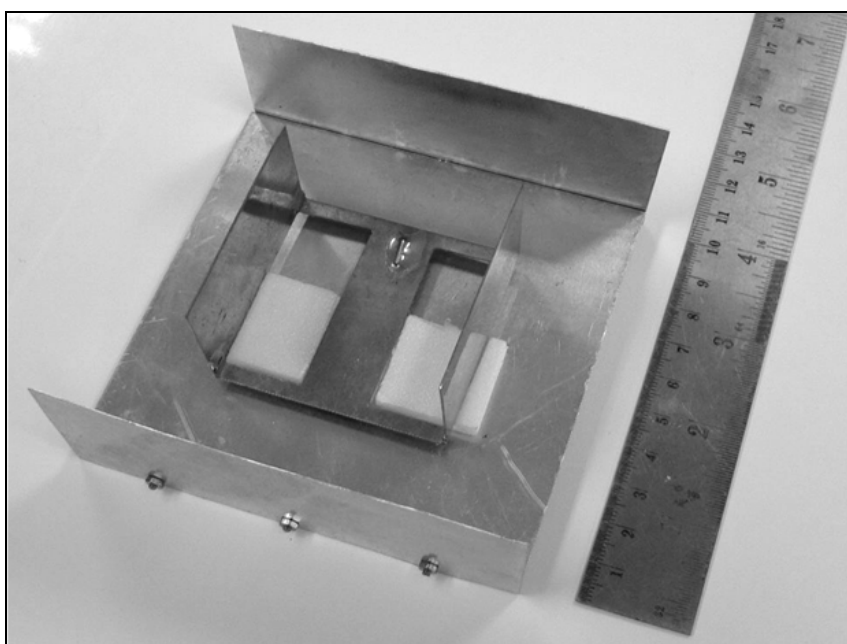
ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลองและผลการทดลองระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด โดยในส่วนของสายอากาศ การทดลองและการวัด สายอากาศจะทำการทดลองวัดสายอากาศ โดยทำการทดลองวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (input reflection coefficient : S11) การวัดอัตราขยาย ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (input impedance) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing-Wave Ratio : SWR) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ทั้งระนาบสนามแม่ไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น HP8722D และในส่วนของวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz ที่ได้ทำการออกแบบบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปด้วยโปรแกรมออกแบบความถี่สูง Microwave Office™ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ซึ่งก่อนวัดต้องทำการปรับเทียบ (calibration) โดยใช้วิธี full two port และทำการทดลองวัดอัตราขยายสัญญาณ และค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ในส่วนรับสัญญาณ และส่วนส่งสัญญาณ เพื่อเปรียบเทียบผลจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมออกแบบความถี่สูง

4.2 วัดทดลองคุณสมบัติต่าง ๆ และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

4.2.1 สายอากาศแถบกว้าง

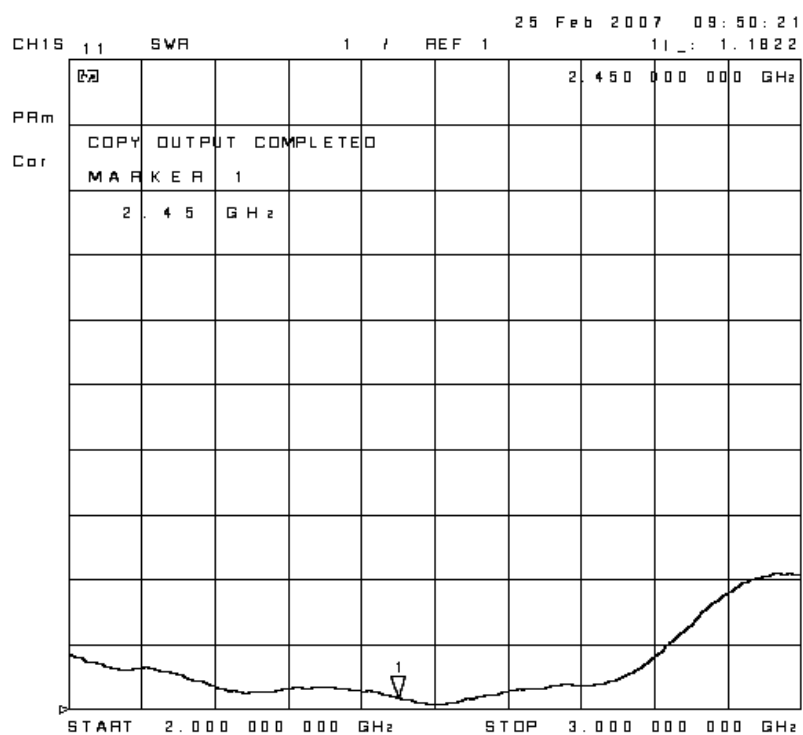
การทดสอบสายอากาศโดยได้ออกแบบสร้างสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้งานในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายซึ่งทำการทดสอบโดยสร้างสายอากาศส่งแบบไดโพลสำหรับส่งสัญญาณ

จากการออกแบบสายแถบกว้างด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ทำให้ได้สายอากาศแถบกว้างที่มีโครงสร้างที่ออกแบบง่ายไม่ซับซ้อน วัสดุที่ใช้สร้างหาง่ายและราคาถูก ซึ่งโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแถบกว้าง แสดงดังรูปที่ 4.1

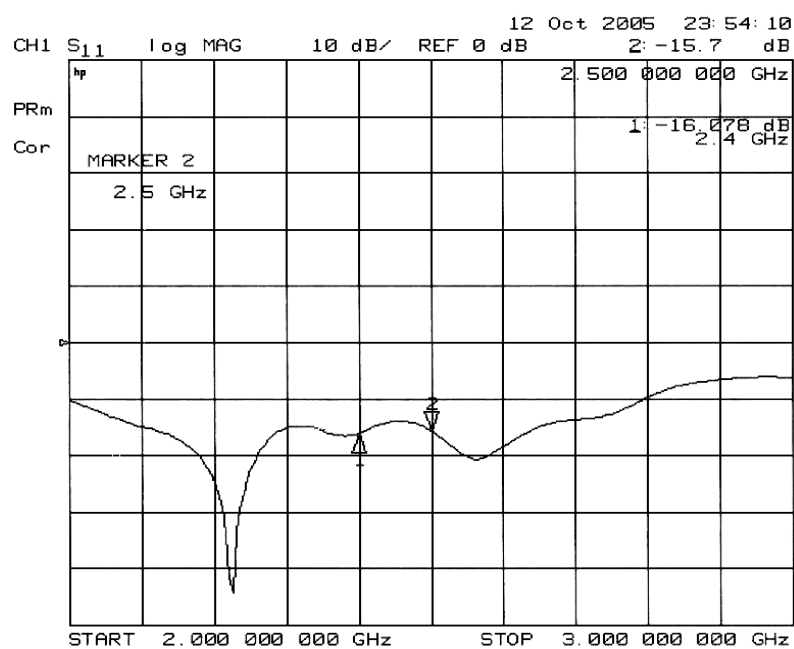


รูปที่ 4.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศแถบกว้าง

พารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตช์อินพุตอิมพีแดนซ์คือ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ซึ่งค่าของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งสามารถมีค่าต่ำสุดตั้งแต่ 1 ถึงอนันต์ ถ้าค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง มีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่าสายอากาศนั้นมีการแมตช์ที่สมบูรณ์ ส่วนค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ หมายความว่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ป้อนให้กับสายอากาศมีการแพร่กระจายคลื่นออกไปทั้งหมดไม่มีการสะท้อนกลับมา และถ้าสายอากาศมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง เท่ากับอนันต์หมายความว่า สายอากาศนั้นเกิดการไม่แมตช์ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งออกไปการสะท้อนกลับมาทั้งหมดทำให้เครื่องส่งเสียหายได้ ดังนั้นในการวัดทดสอบจะมีการกำหนดค่าความกว้างแถบมีอิมพีแดนซ์จากค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง เท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า ซึ่งจากรูป 4.2 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 1.1822



รูปที่ 4.2 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ



รูปที่ 4.3 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ

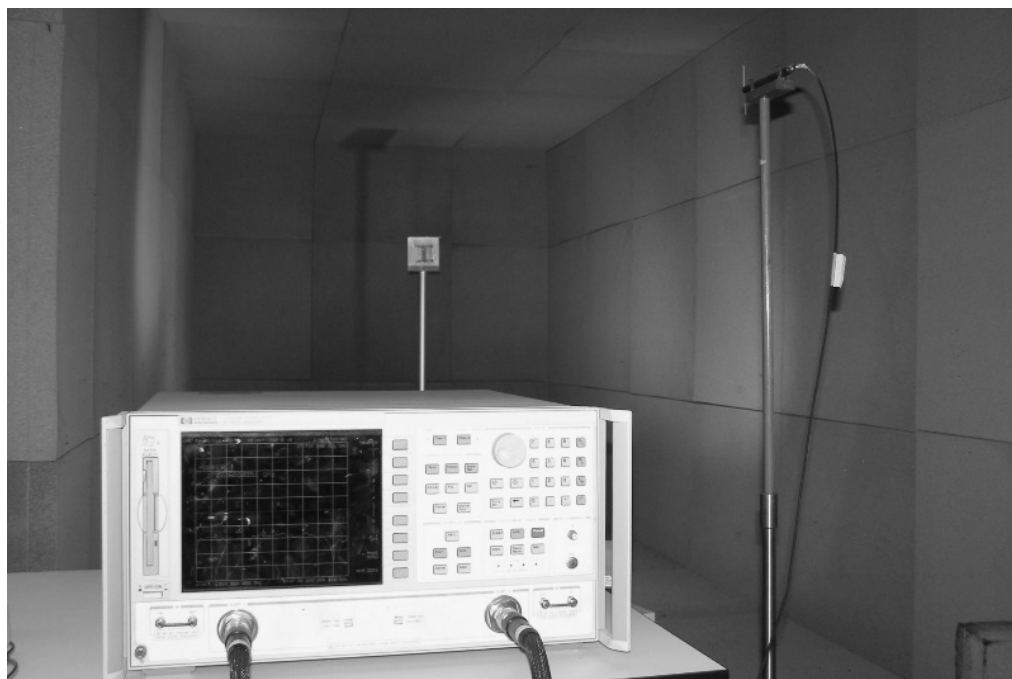
ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ สามารถมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึง ลบอนันต์ (Negative infinity : dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตช์อย่างสมบูรณ์ และถ้ามีค่าเป็นลบอนันต์ แสดงว่ามีการแมตช์ที่สมบูรณ์ดีที่สุด (รังสรรค์ และ ชวงค์, ม.ป.ป) ดังนั้น ในงานประยุกต์ต่าง ๆ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ซึ่งจะสอดคล้องกับค่า SWR เท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า แสดงว่ามีการแมตช์ที่ดี รูปที่ 4.3 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ มีค่าน้อยกว่า -10 dB ตลอดช่วงความถี่ 2.4-2.5 GHz โดยการพิจารณาความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศสามารถหาได้จาก

$$\% \text{ ความกว้างแถบ} = \frac{f_{high} - f_{low}}{f_c} \times 100 \quad (4.1)$$

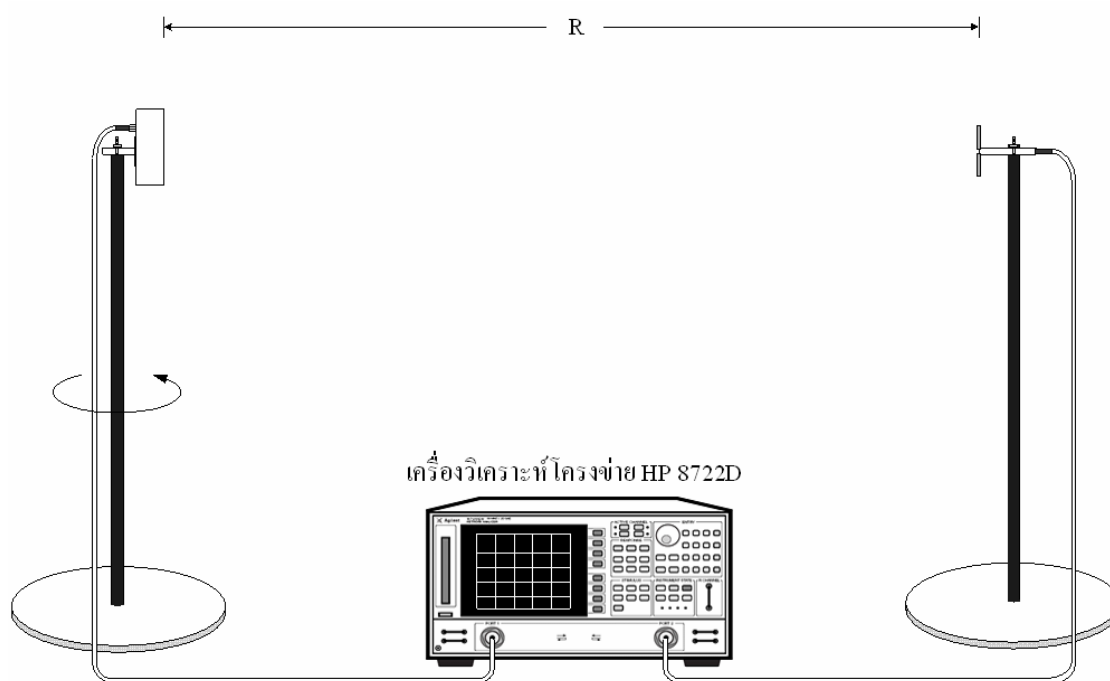
เมื่อ f_{high} คือค่าความถี่สูงสุดที่สามารถทำงานได้ f_{low} คือค่าความถี่ต่ำสุดที่สามารถทำงานได้ และ f_c คือค่าความถี่กึ่งกลางของความกว้างแถบนั่น ๆ ดังนั้น จากรูปที่ 4.3 สายอากาศจะมีความกว้างแถบประมาณ 32.65 %

การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ คือรูปที่ใช้เพื่อเป็นตัวบ่งบอกลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของทิศทาง โดยการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ จะทำการวัดที่บริเวณสนามระยะไกล (far-field region) ทั้งระนาบของสนามไฟฟ้า (E-Plane) สนามแม่เหล็ก (H-Plane) โดยสามารถคำนวณจากสมการ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ R คือระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ทำการทดสอบ และสายอากาศอ้างอิง D คือเส้นผ่าศูนย์กลางของสายอากาศ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 54 เซนติเมตร และ λ คือความยาวคลื่นของสายอากาศ โดยที่ทดสอบที่ความถี่ 2.45 GHz ดังนั้นความยาวคลื่นจะเท่ากับ 0.1224 ดังนั้นที่สนามระยะไกลจะเท่ากับ 4.76 เมตร

ในการทดสอบจะพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กโดยทดสอบในห้องที่ไม่มีการสะท้อน (chamber) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 สายอากาศที่จะทำการทดสอบนั้นจะเป็นสายอากาศรับ ซึ่งจะมีการหมุนเพื่อรับคลื่นจาก 0 องศาถึงมุม 360 องศา ส่วนสายอากาศส่งเป็นสายอากาศแบบไดโพลที่ออกแบบที่ความถี่เดียวกันกับสายอากาศด้านรับ และต้องมีโพลาริซที่เหมือนกัน และระดับความสูงของสายอากาศรับและสายอากาศส่งต้องเท่ากันด้วย ในรูปที่ 4.5 แสดงการเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ



รูปที่ 4.4 แสดงการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

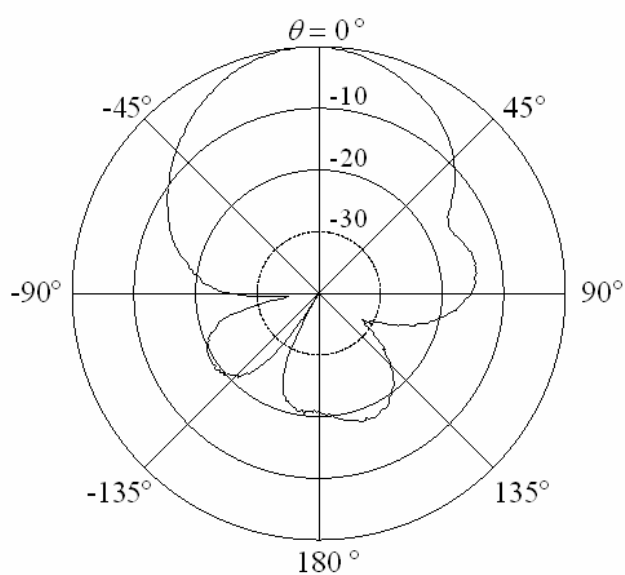


รูปที่ 4.5 การเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

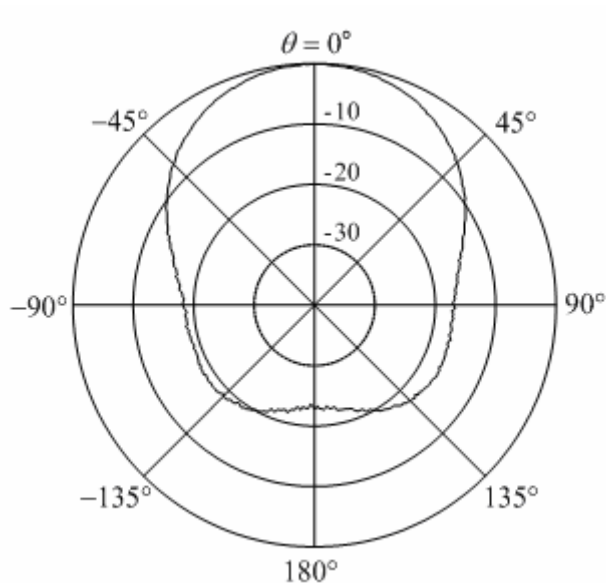
ในรูปที่ 4.6 แสดงสายอากาศไดโพลที่ใช้ส่งสัญญาณให้แก่สายอากาศที่เราต้องการวัดซึ่งมีความยาวไดโพลเท่ากับ $\lambda/2$ ซึ่ง $\lambda = c/f$ เมื่อ c คือความเร็วแสงในสุญญากาศ (3×10^8 เมตรต่อวินาที), f คือ ความถี่ใช้งาน ดังนั้นจะได้ไดโพลที่มีความยาวเท่ากับ 6.12 เซนติเมตร



รูปที่ 4.6 สายอากาศส่งแบบไดโพล



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

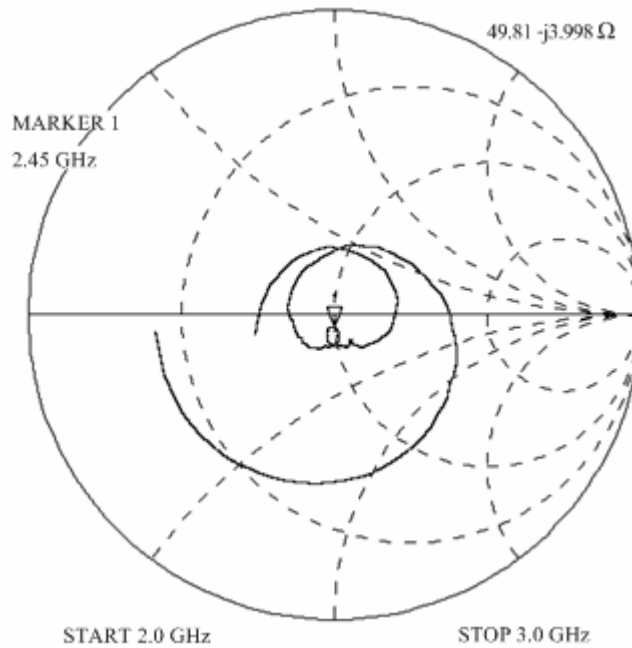


(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถบกว้าง

จากรูป 4.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถบกว้างในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กในรูปแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co polarization) ซึ่งจะสังเกตได้ว่า สายอากาศสามารถกระจายคลื่นได้ดีทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กในระนาบสนามไฟฟ้ามีอัตราส่วนหน้าต่อหลัง 15 dB ค่าความกว้างลำครึ่งกำลัง (Half Power Beam Width : HPBW) ประมาณ 40°

ผลจากการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแถบกว้างด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย แสดงดังรูปที่ 4.8 แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบสายอากาศ ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $49.81 - j3.998 \, \Omega$



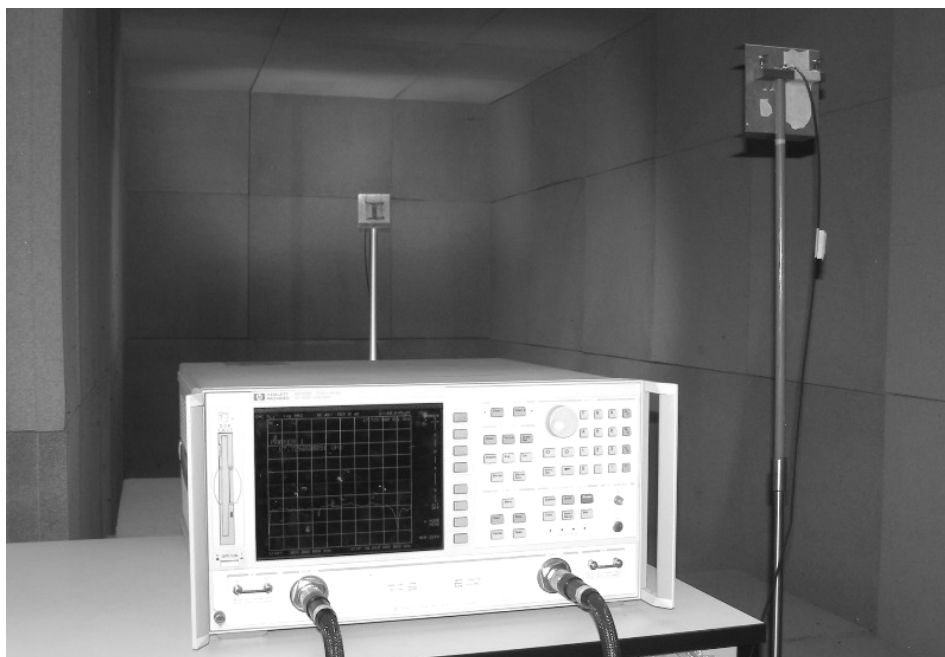
รูปที่ 4.8 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

การวัดอัตราขยายของสายอากาศ แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 เป็นวิธีที่ใช้สายอากาศสองตัว (two-antenna method) สายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับ และอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งโดยมีลักษณะและคุณสมบัติเหมือนกัน สามารถนำสมการพื้นฐาน (Friis transmission equation) มาทำการคำนวณคือ

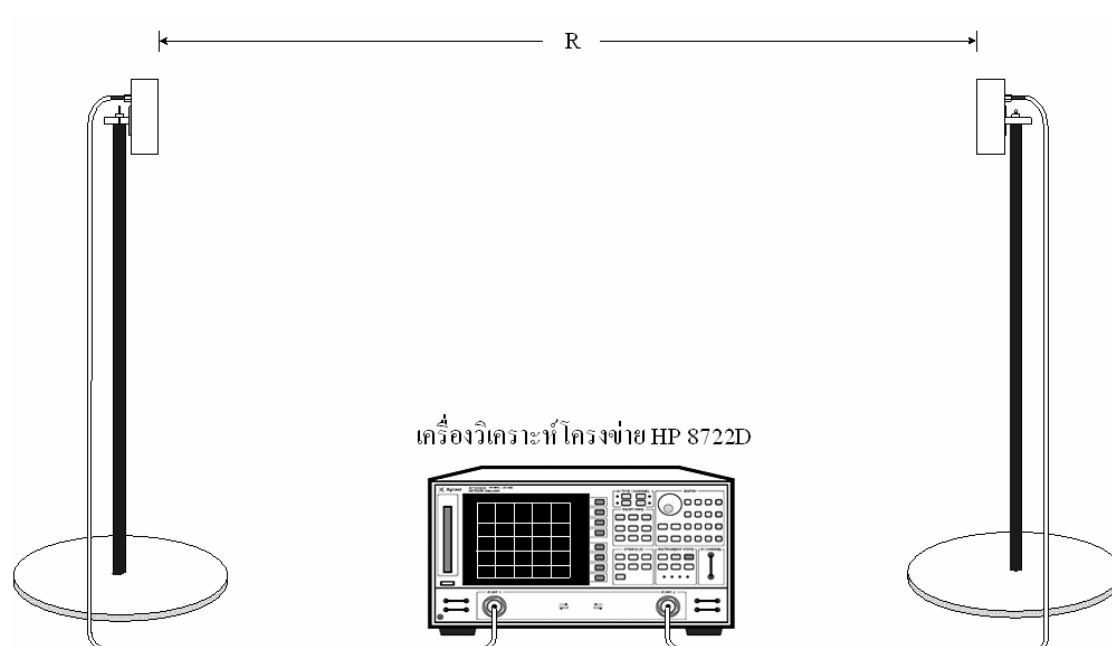
$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (4.2)$$

เมื่อ P_t คือกำลังงานอินพุตที่ป้อนให้สายอากาศส่ง G_t คืออัตราขยายของสายอากาศส่ง P_r คือกำลังงานเอาต์พุตของสายอากาศรับ G_r คืออัตราขยายของสายอากาศรับ และ r คือระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ เมื่อสายอากาศส่งและสายอากาศรับเป็นสายอากาศรูปแบบเดียวกัน ดังนั้น $G_t = G_r = G$ เมื่อนำไปคำนวณหาอัตราขยายในหน่วย dB ได้ดังนี้

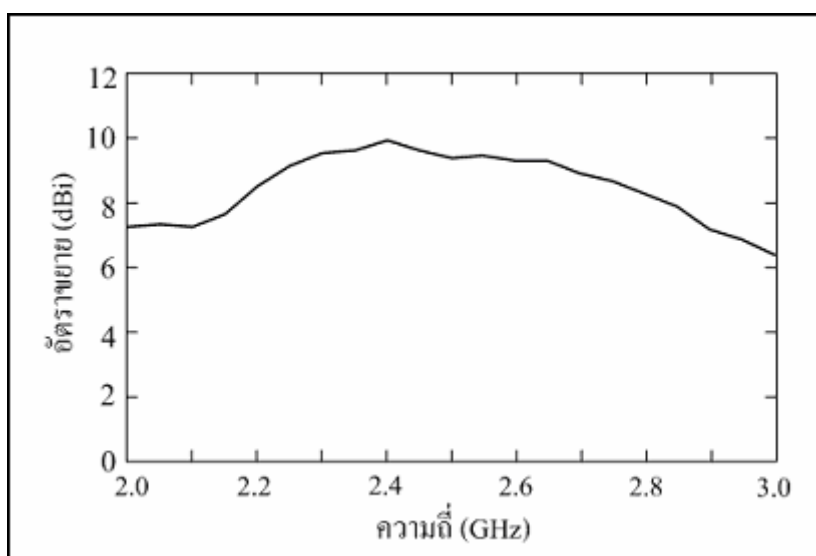
$$G_{dB} = \frac{1}{2} \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (4.3)$$



รูปที่ 4.9 แสดงการวัดอัตราขยายสัญญาณ



รูปที่ 4.10 การเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดอัตราขยายสายอากาศ



รูปที่ 4.11 อัตราการขยายสัญญาณของสายอากาศแถบกว้าง

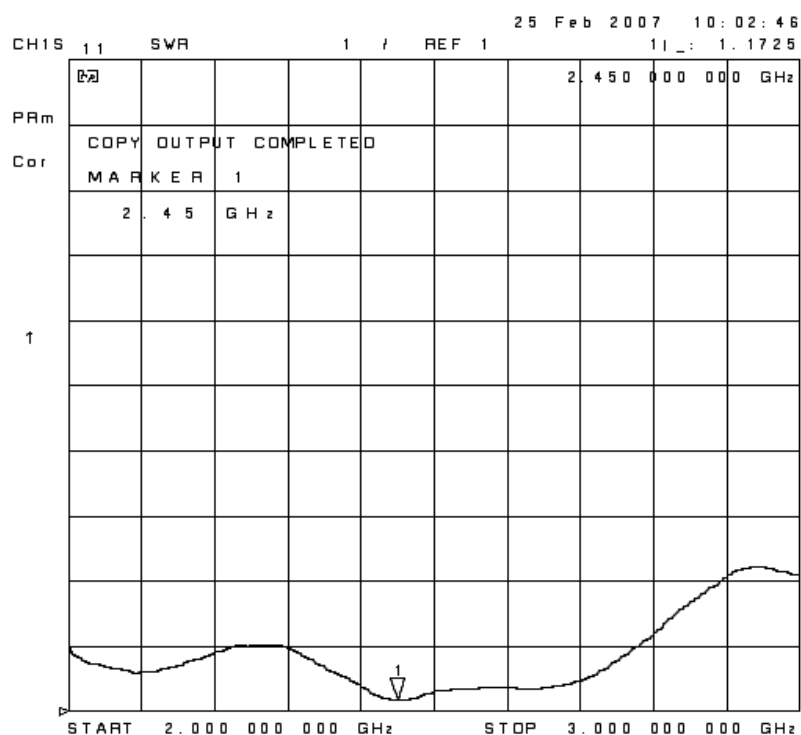
จากรูปที่ 4.11 สายอากาศมีค่าอัตราขยายที่ความถี่ 2.45 GHz โดยเฉลี่ยเท่ากับ 9.0 ± 0.5 dB

4.2.2 สายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต

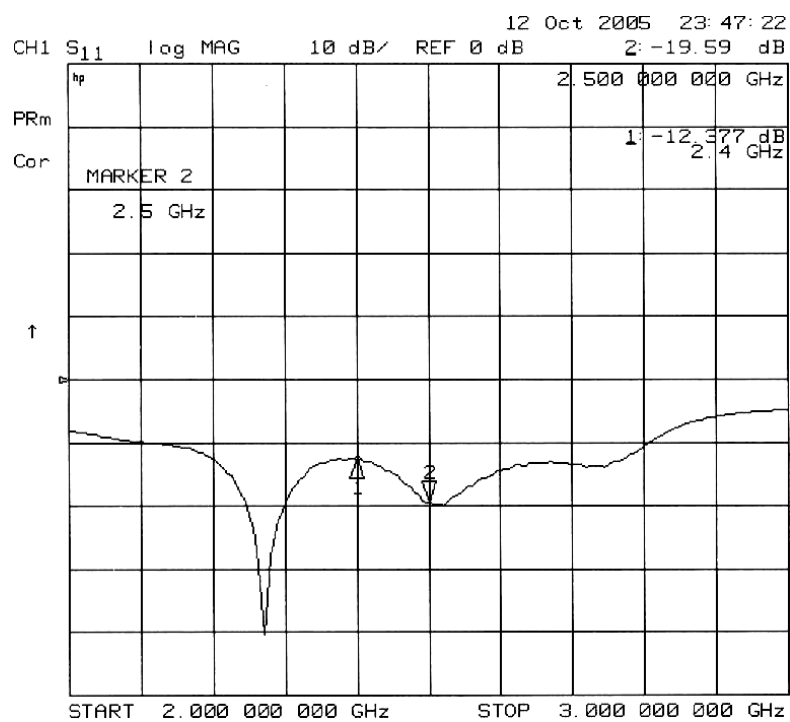
การทดสอบสายอากาศแถบกว้างที่ได้ติดตั้งแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเซตดังรูป 4.10 การทดสอบ โดยใช้สายอากาศส่งแบบไดโพลสำหรับส่งสัญญาณ



รูปที่ 4.12 โครงสร้างสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเซต



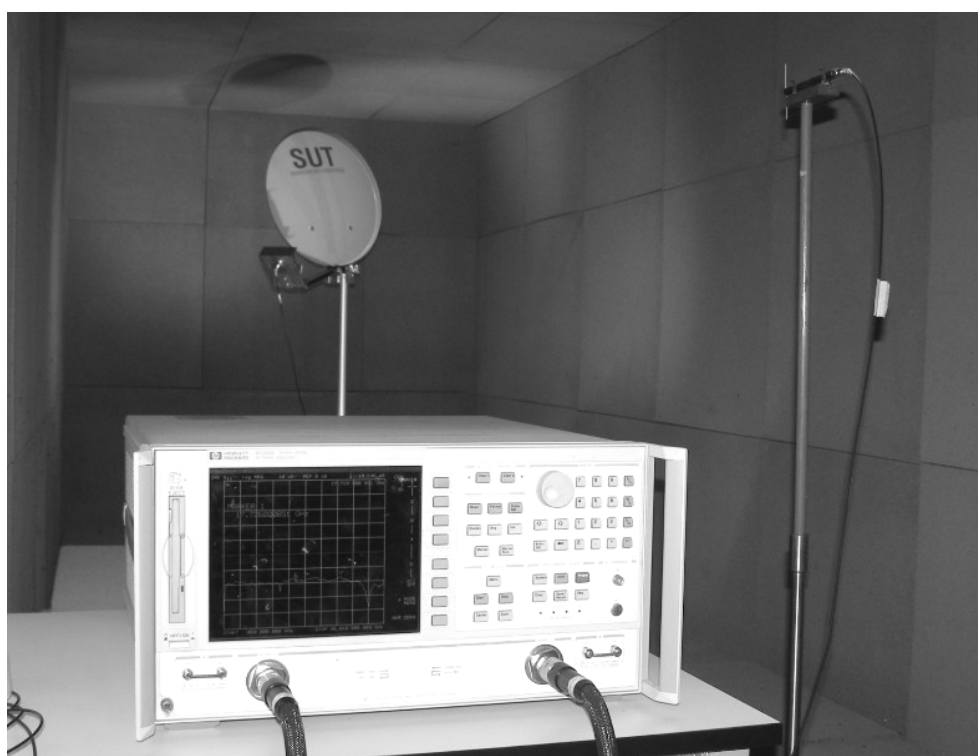
รูปที่ 4.13 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ



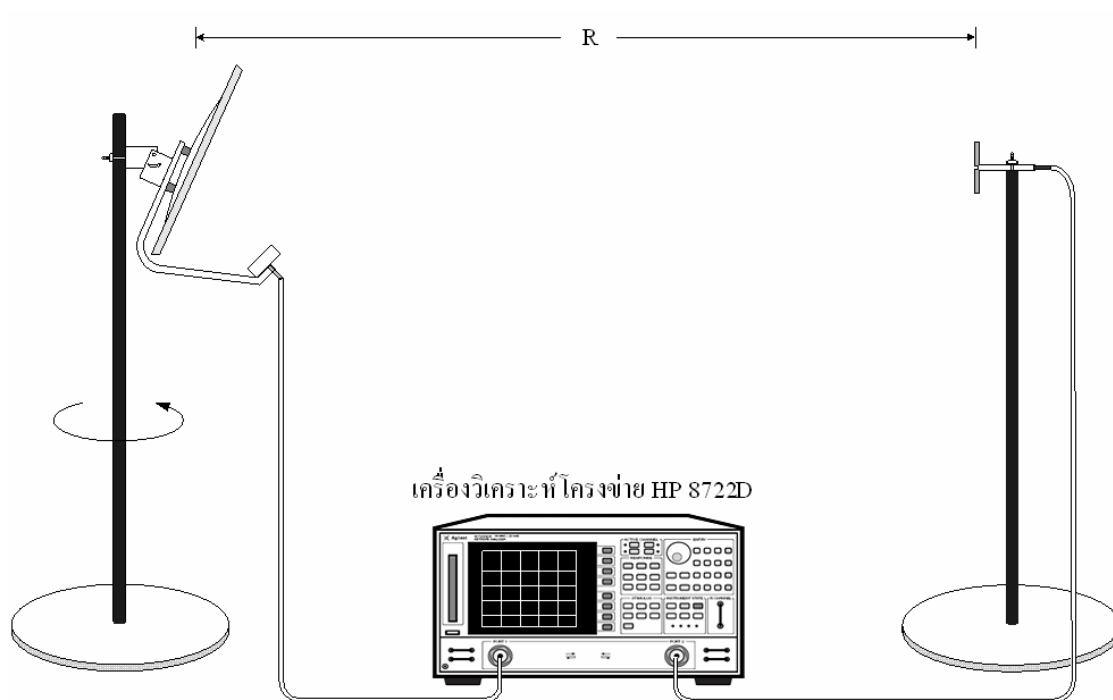
รูปที่ 4.14 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.13 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.1725 และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในรูปที่ 4.14 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ มีค่าน้อยกว่า -10 dB ตลอดช่วงความถี่ 2.4-2.5 GHz สังเกตได้ว่าค่าที่ได้มีความใกล้เคียงกันมากซึ่งแสดงให้เห็นว่าส่วนที่เพิ่มเข้าไปก็คือแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต แทบจะไม่มีผลต่อค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศ ประมาณ 27.75% ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับสายอากาศแถบกว้าง

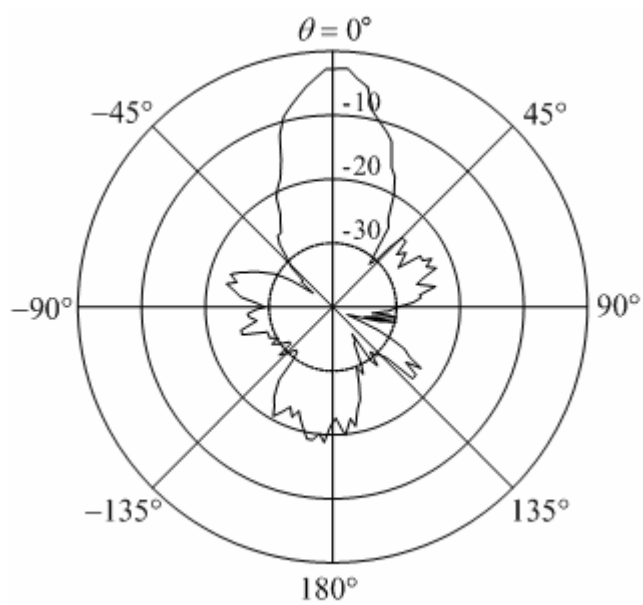
การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ จะทำการวัดที่สนามระยะไกลที่ความถี่ 2.45 GHz คือมากกว่า 2 เมตร ทั้งระนาบของสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก โดยวิธีการวัดแสดงดังรูปที่ 4.15 และรูปที่ 4.16 แสดงการเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ การวัดโดยการสังเกตจากระดับของสัญญาณที่เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายที่มุมของสายอากาศด้านรับ ตั้งแต่ 0 องศา ถึง 360 องศา ซึ่งผลของการวัดแสดงดังรูป 4.17 ก. และ 4.17 ข. จะเห็นได้ว่ารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นมีความกว้างคลื่นครึ่งกำลัง น้อยกว่า 20° อัตราส่วนหลังต่อหน้า (front-to-back ratio: F/B) มากกว่า 20 dB และสภาพการเจาะจงทิศทางดีกว่า



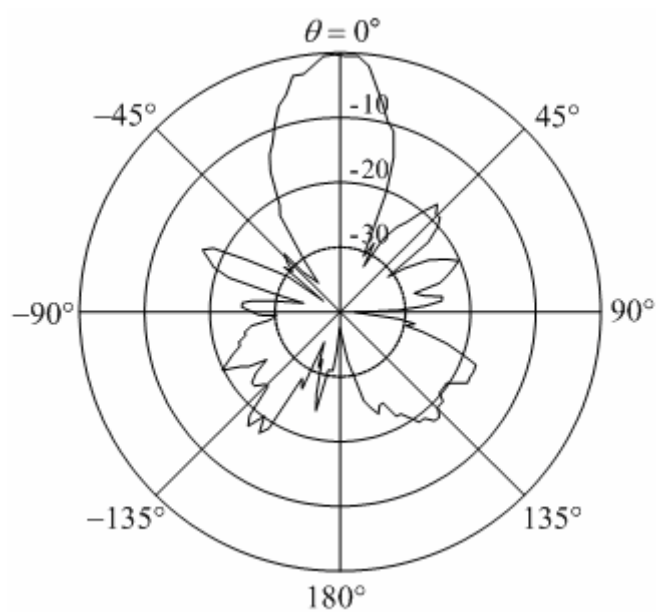
รูปที่ 4.15 แสดงการวัดอัตราขยายสัญญาณสายอากาศ



รูปที่ 4.16 การเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ



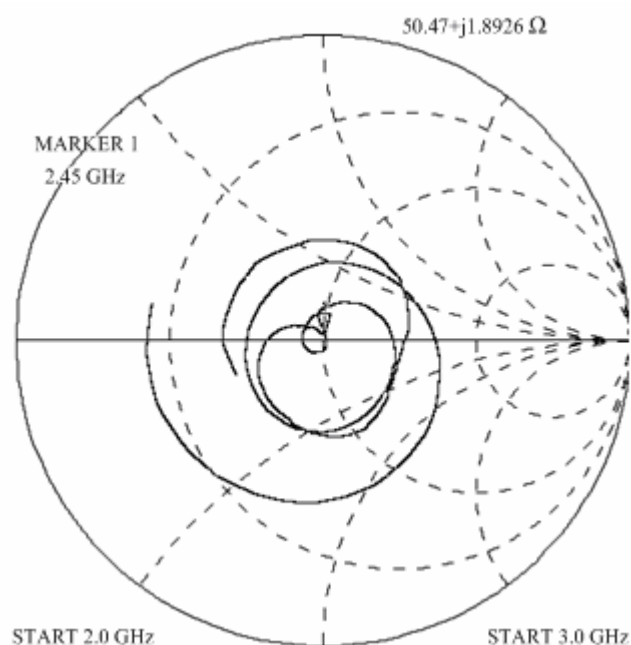
ก. ระนาบสนามไฟฟ้า



ข. ระบายสนามแม่เหล็ก

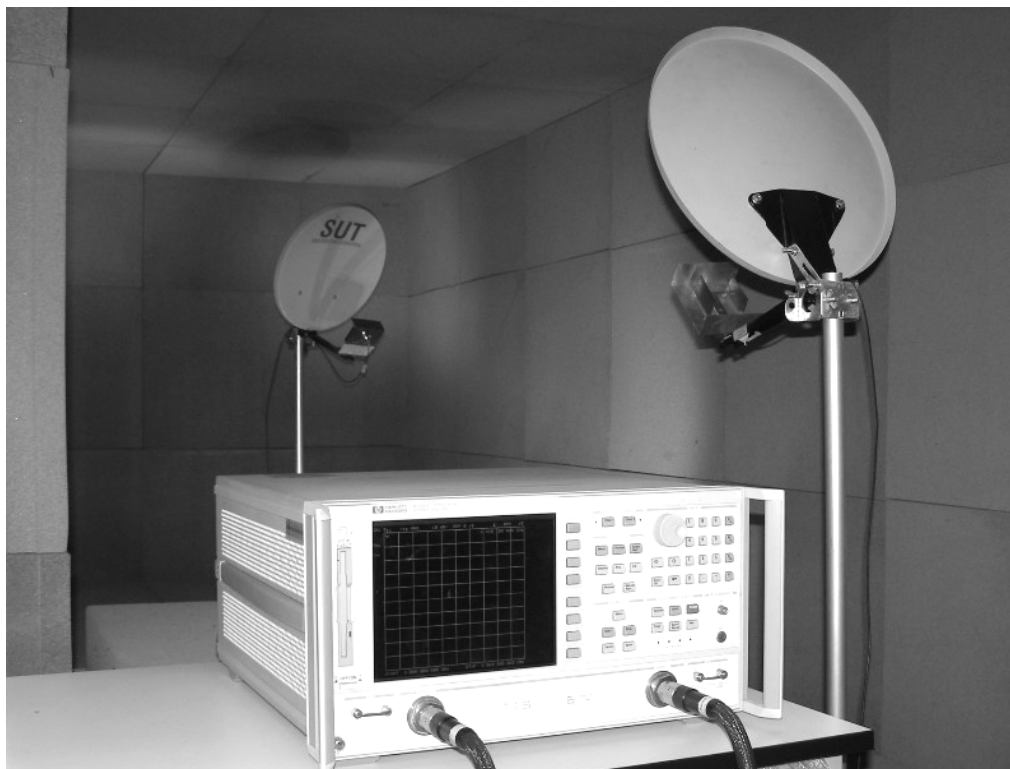
รูปที่ 4.17 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถบกว้าง
แบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลิกแบบออฟเซต

จากผลการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลิกแบบออฟเซตด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย แสดงดังรูปที่ 4.14 จะเห็นว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ได้จากการทดลองมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $50.47 + j1.8926 \, \Omega$

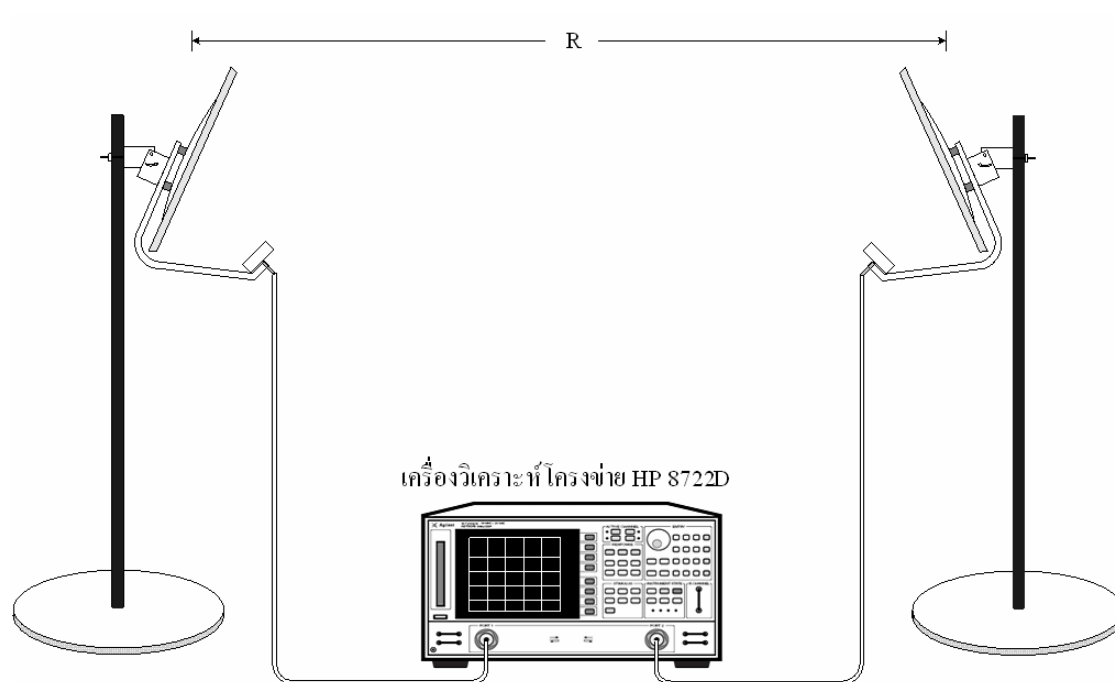


รูปที่ 4.18 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

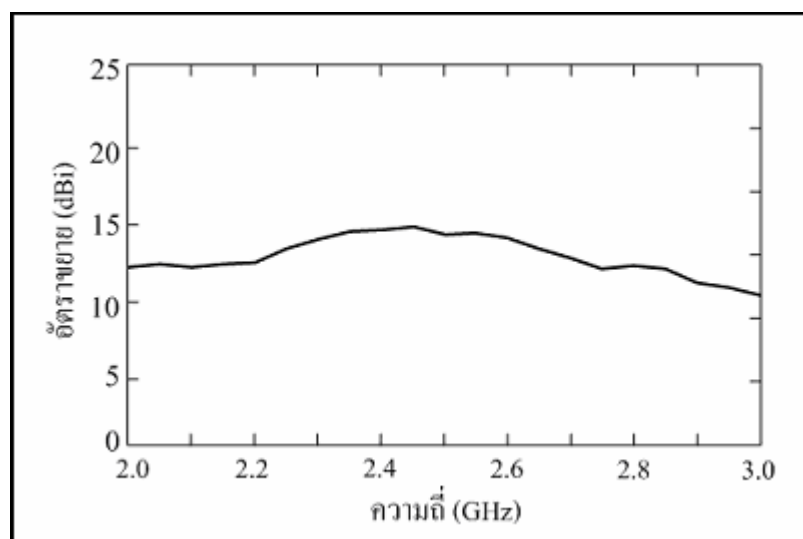
การวัดอัตราขยายแสดงได้ดังรูปที่ 4.19 และรูปที่ 4.20 แสดงการเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดอัตราขยายสายอากาศ วิธีวัดที่ใช้สายอากาศสองตัว สายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับและอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งโดยมีลักษณะและคุณสมบัติเหมือนกัน คำนวณโดยใช้สมการที่ (4.3) มาคำนวณหาอัตราขยาย จะได้ผลดังรูปที่ 4.21 ซึ่งจะสังเกตได้ว่าอัตราขยายที่ความถี่ 2.45 GHz จะได้อัตราขยายสัญญาณประมาณ 15 ± 0.5 dB ซึ่งสูงกว่าสายอากาศแถบกว้างที่ไม่มีแผ่นสะท้อนคลื่นประมาณ 5 dB



รูปที่ 4.19 แสดงการวัดอัตราขยายสัญญาณของสายอากาศ



รูปที่ 4.20 การเตรียมเครื่องมือสำหรับการวัดอัตราขยายสายอากาศ



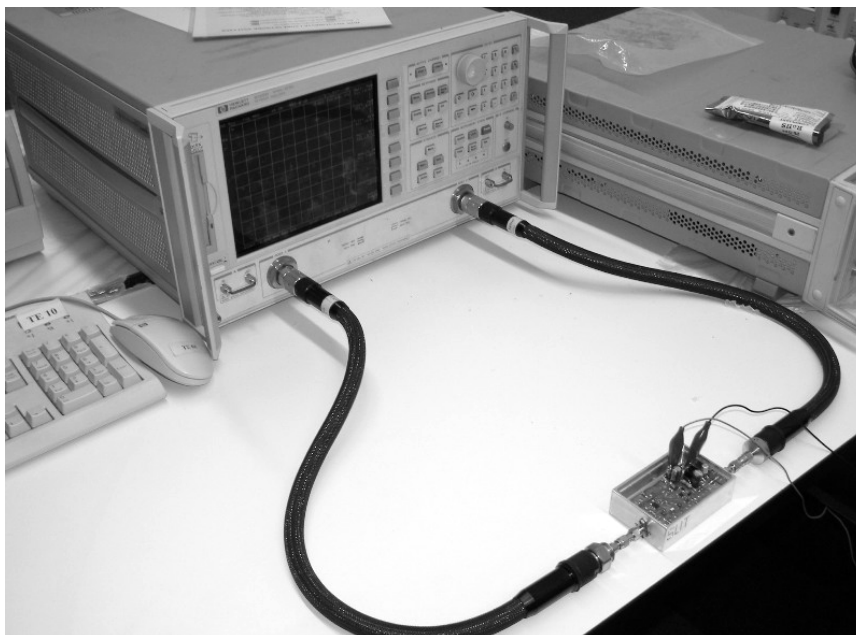
รูปที่ 4.21 แสดงอัตรายายสัญญาณของสายอากาศแถบกว้าง
แบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลาแบบออฟเซต

4.3 วัดทดลองคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

การวัดทดสอบคุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง โดยใช้เครื่องวิเคราะห์
โครงข่ายของบริษัท Hewlett Packard รุ่น HP8722D และทำการปรับเทียบด้วยวิธี full two port ใช้
ความถี่ในการทดสอบตั้งแต่ 2 GHz - 3 GHz ที่ระดับความแรงสัญญาณ 0 dBm

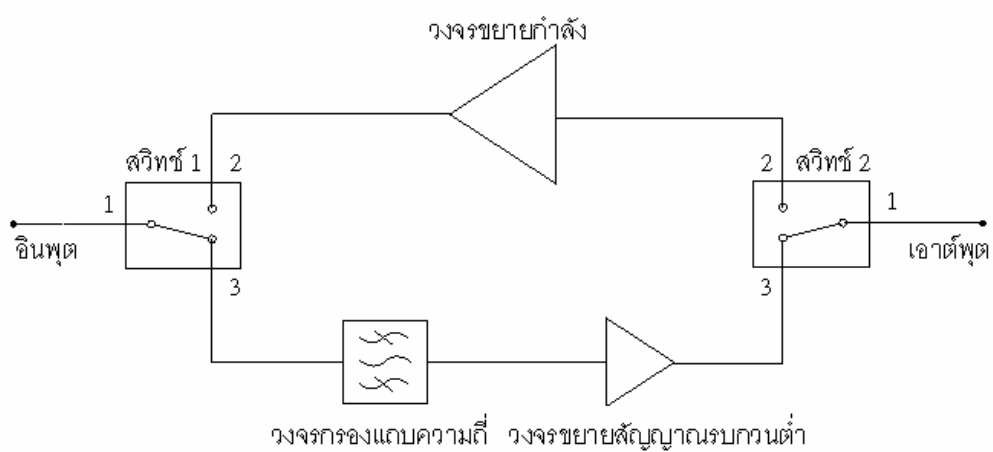
ขั้นตอนการวัดทดลองคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

- 1) ทำการปรับเทียบเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายโดยใช้วิธี full two port ที่ความถี่ตั้งแต่ 2 GHz
ถึง 3 GHz
- 2) ต่ออินพุตของวงจรขยายสองทิศทางเข้ากับพอร์ต (Port) ที่ 1 ของเครื่องวิเคราะห์
โครงข่าย และเอาต์พุตของวงจรขยายสองทิศทางเข้ากับพอร์ตที่ 2 ของเครื่องวิเคราะห์
โครงข่าย
- 3) เปลี่ยนรูปแบบของการวัดเป็น log mag



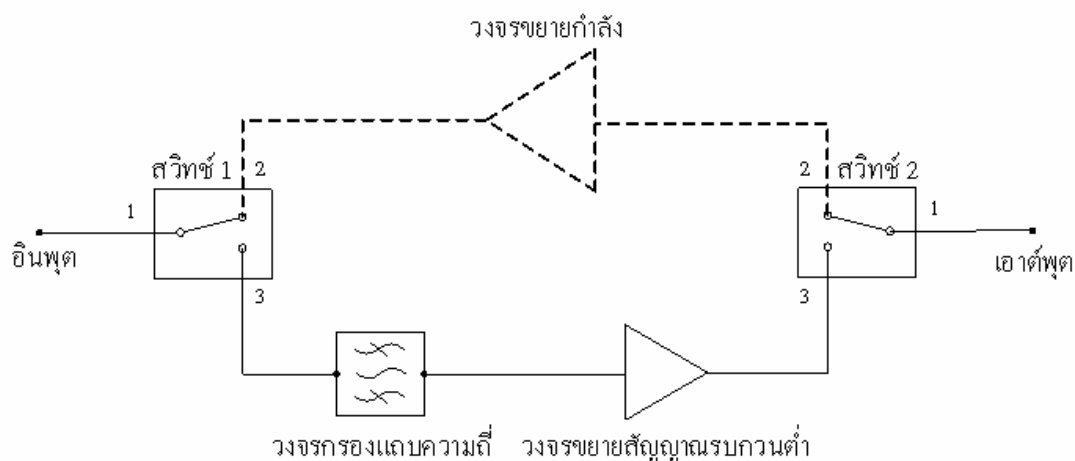
รูปที่ 4.22 แสดงการวัดหาคุณสมบัติวงจรขยายสองทิศทาง

ในรูปที่ 4.22 แสดงการวัดทดสอบวงจรขยายสองทิศทางด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย HP8722D ส่วนรูปที่ 4.23 แสดงวงจรขยายสองทิศทางที่จะทำการวัดเพื่อหาผลตอบแทนทางความถี่



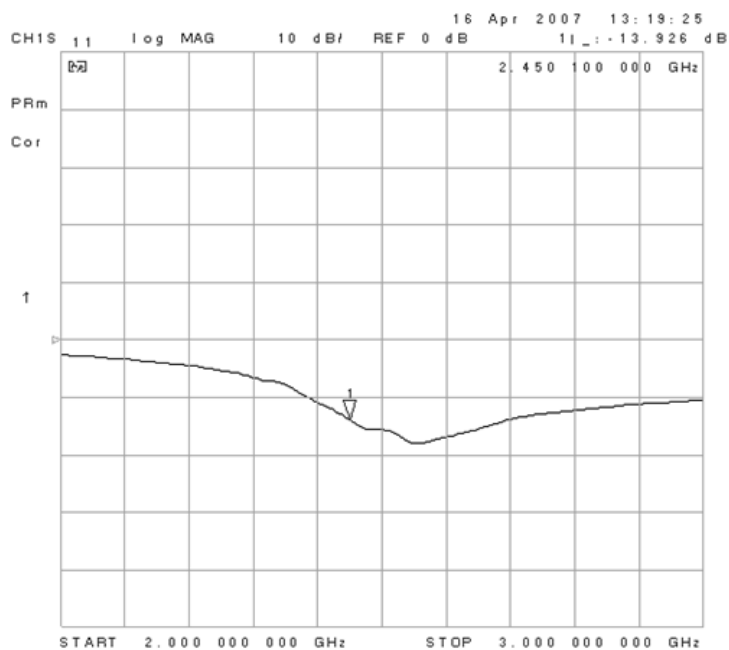
รูปที่ 4.23 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

การวัดทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางในภาครับสัญญาณ

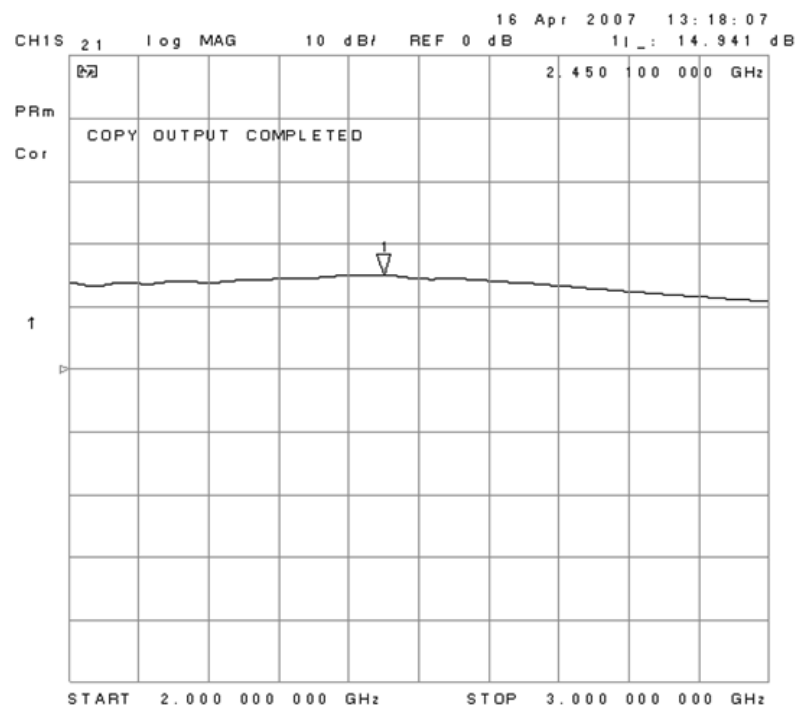


รูปที่ 4.24 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่กำหนดให้ภาครับสัญญาณทำงาน

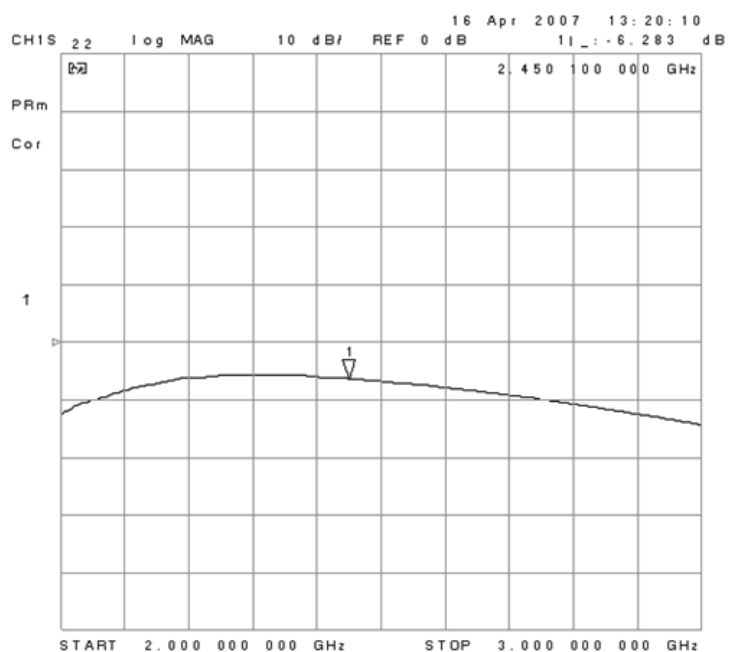
ในรูปที่ 4.24 เป็นการจำลองสถานการณ์กรณีที่วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางรับสัญญาณจากสายอากาศทำให้สวิทช์เลื่อนไปอยู่ที่ตำแหน่ง 3 สัญญาณจะผ่านตัวกรองแถบสัญญาณและถูกขยายด้วยวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 4.25 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุตของวงจรด้านภาครับ



รูปที่ 4.26 ผลการวัดอัตราขยายสัญญาณของวงจรด้านภากรับ

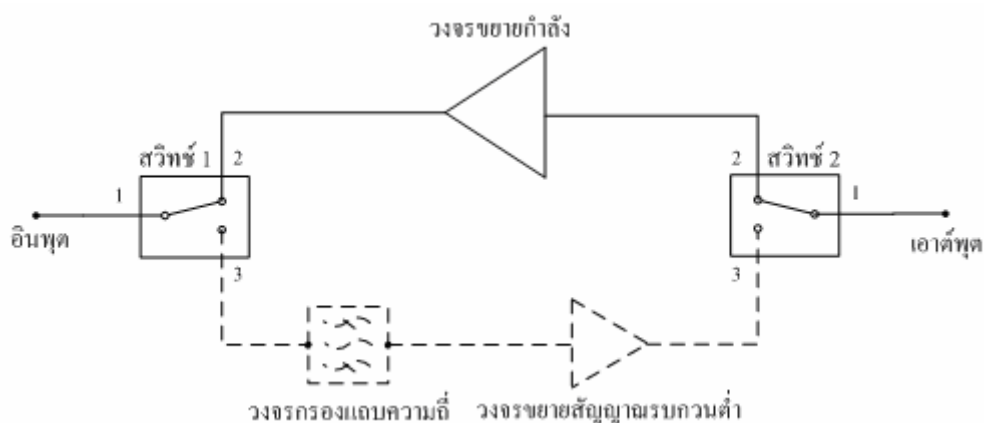


รูปที่ 4.27 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุตของวงจรด้านภากรับ

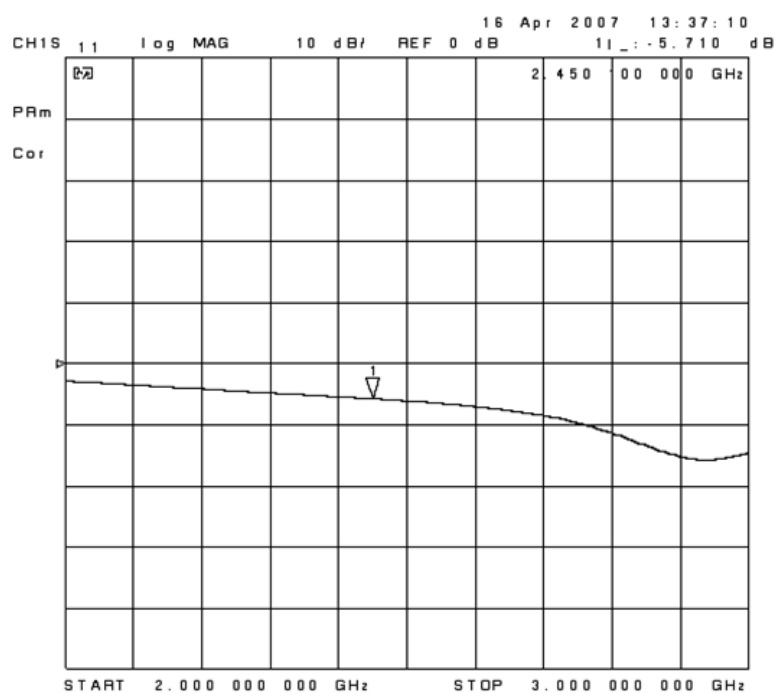
ในรูปที่ 4.25 วงจรมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุต -12.92 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz รูปที่ 4.26 ผลของการวัดอัตราขยายที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 14.94 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz และรูปที่ 4.27 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุต -6.28 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz

การวัดทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางในภาคส่งสัญญาณ

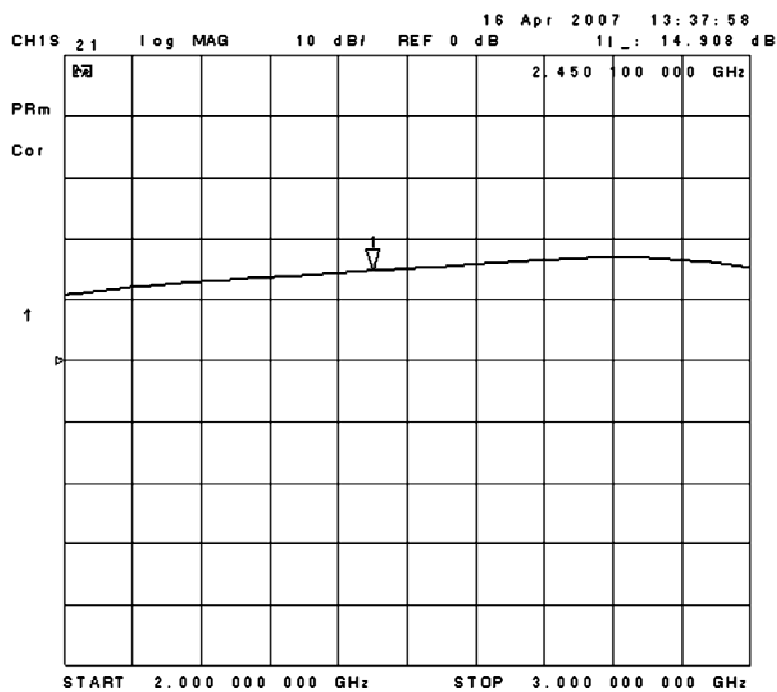
รูปที่ 4.28 เป็นการจำลองสถานการณ์กรณีที่วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางรับสัญญาณจากจุดเข้าถึง สวิตช์เลื่อนไปอยู่ที่ตำแหน่ง 2 สัญญาณจะถูกขยายด้วยวงจรขยายสัญญาณ ซึ่งผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์ผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางด้านภาคส่งสัญญาณแสดง



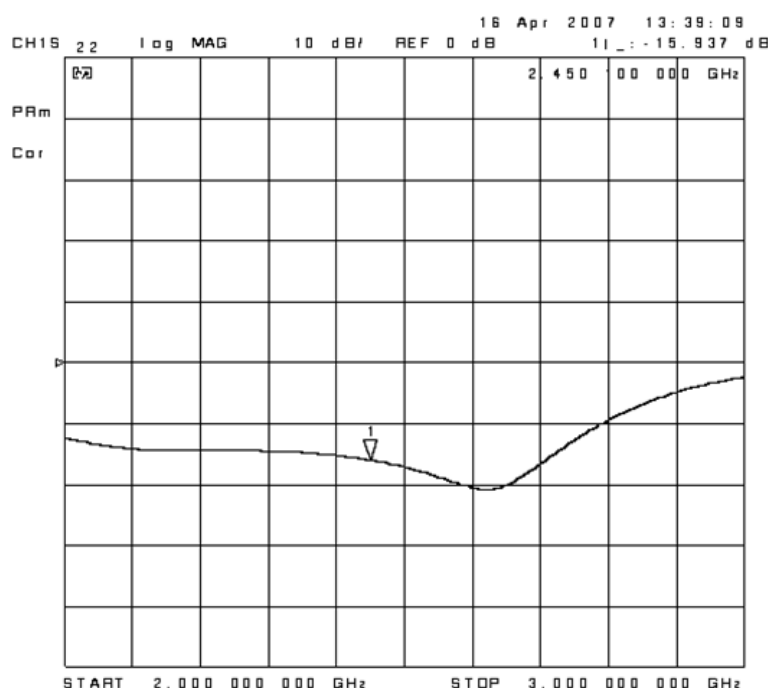
รูปที่ 4.28 วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่กำหนดให้ส่วนภาคส่งสัญญาณทำงาน



รูปที่ 4.29 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุตของวงจรด้านภาคส่ง



รูปที่ 4.30 ผลการวัดอัตราขยายสัญญาณของวงจรด้านภาคส่ง

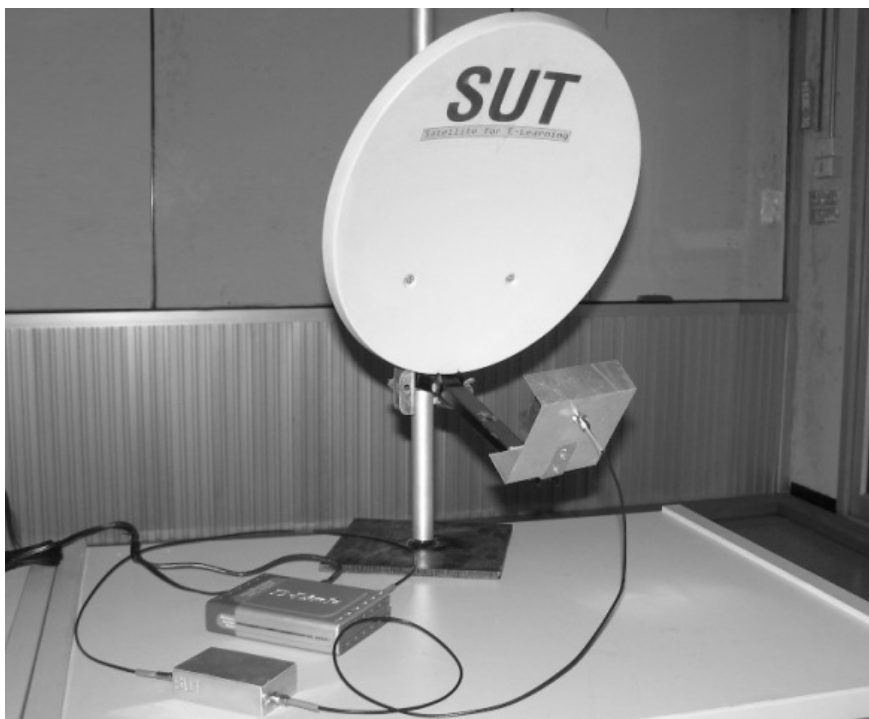


รูปที่ 4.31 ผลการวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุตของวงจรด้านภาคส่ง

ในรูปที่ 4.29 วงจรมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุต -5.71 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz รูปที่ 4.30 ผลของการวัดอัตราการขยายที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 14.9 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz และรูปที่ 4.31 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุต -15.93 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz

4.4 วัดทดลองระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz ในสภาพการใช้งานจริง

การทดลองระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz ในสภาพการใช้งานจริงโดยการทดลองส่งที่ระดับสัญญาณ -5 dB, 0 dB, 5 dB และ 10 dB ด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ Marconi รุ่น 2032 ผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยกำหนดให้ภาคส่งทำงาน และสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเฟต ส่วนด้านรับใช้เครื่องวิเคราะห์ความถี่ IFR รุ่น AN930A ต่อกับวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางโดยกำหนดให้ภาครับทำงาน และสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเฟตรับที่ระดับสัญญาณ -50 dB ซึ่งเป็นระดับสัญญาณต่ำที่สุดที่วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางสามารถรับสัญญาณได้ ที่ระยะทางตั้งแต่ 100 ถึง 1300 เมตร โดยการทดลองในสภาพการใช้งานจริงแสดงดังรูปที่ 4.33



รูปที่ 4.32 การต่อวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางกับจุดเข้าถึง และ สายอากาศ



ก. การติดตั้งระบบเครื่องรับส่งด้านส่ง



ข. การติดตั้งระบบเครื่องรับส่งด้านรับ

รูปที่ 4.33 การติดตั้งเครื่องเพื่อทดสอบในสภาพการใช้งานจริง

จากการทดลองสามารถคำนวณหาระยะทางที่ระดับสัญญาณด้านรับ -50 dB โดยใช้สมการที่ (4.4) และ (4.5)

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_{fsp} \quad (4.4)$$

$$L_{fsp} = 32.4 + 20 \log(f_o) + 20 \log(d_{km}) \quad (4.5)$$

โดยที่

P_r คือกำลังทางด้านรับ

P_t คือกำลังทางด้านส่ง

G_r คืออัตราขยายสายอากาศทางด้านรับ

G_t คืออัตราขยายสายอากาศทางด้านส่ง

L_{fsp} คือค่าความสูญเสียในอากาศว่าง

f_o คือความถี่กลาง (MHz)

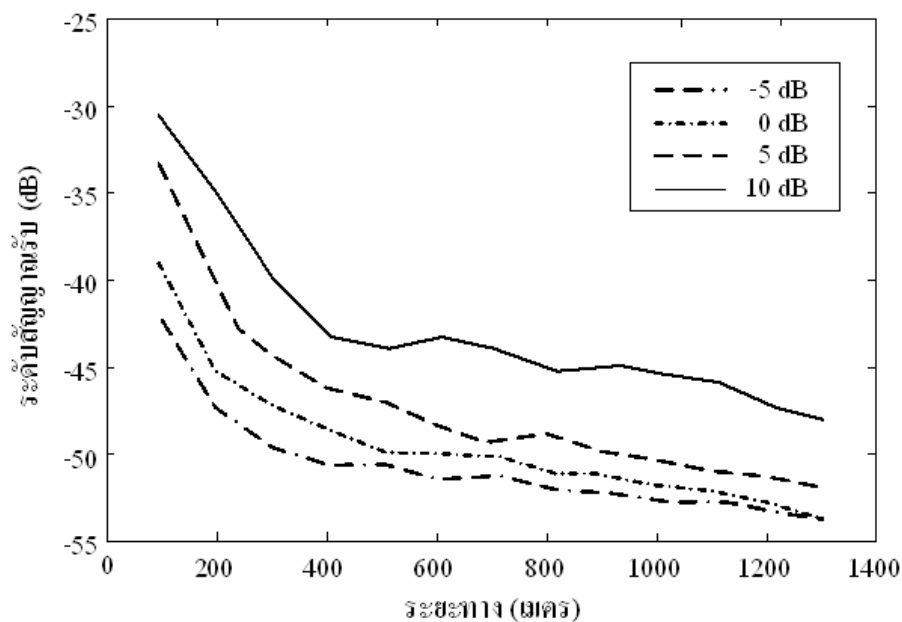
d_{km} คือระยะทาง (กิโลเมตร)

ผลจากการทดลองวัดสัญญาณ เมื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณแสดงดังตารางที่ 4.1 ซึ่งจะเห็นว่าระยะทางที่วัดจริงกับระยะทางจากการคำนวณมีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบระยะทางการรับสัญญาณที่ได้จากการวัด และการคำนวณ

กำลังส่ง(dB)	ระยะทาง(คำนวณ)	ระยะทาง(วัด)
-5	310 เมตร	340 เมตร
0	551 เมตร	510 เมตร
5	980 เมตร	900 เมตร

จากรูปที่ 4.34 แสดงระดับสัญญาณรับของระบบรับส่งความถี่ 2.45 GHz ระยะทางตั้งแต่ 100 – 1300 เมตร ที่ระดับสัญญาณด้านส่ง -5 dB, 0 dB, 5 dB และ 10 dB จะเห็นว่าที่ระยะทางที่มากขึ้นจะได้อัตราขยายสัญญาณที่ลดต่ำลงเรื่อย ๆ ซึ่งการลดของสัญญาณที่ระยะทางต่าง ๆ จะมีผลต่ออัตราการรับส่งข้อมูล (bitrate) ซึ่งสามารถแสดงอัตราการรับส่งข้อมูล ตามมาตรฐาน IEEE802.11 b ที่ระยะทางต่าง ๆ โดยคำนวณได้จากสมการที่ (4.4) และ (4.5) ได้ดังตารางที่ 4.2



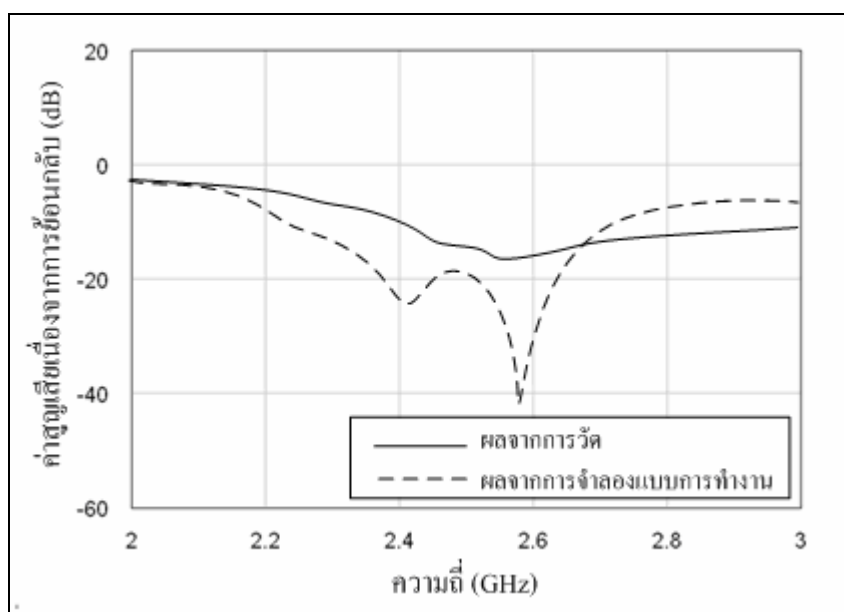
รูปที่ 4.34 ระยะทางที่ระบบรับส่งความถี่ 2.45 GHz รับสัญญาณได้

ตารางที่ 4.2 แสดงอัตราการรับส่งข้อมูลที่ระยะทางต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณ

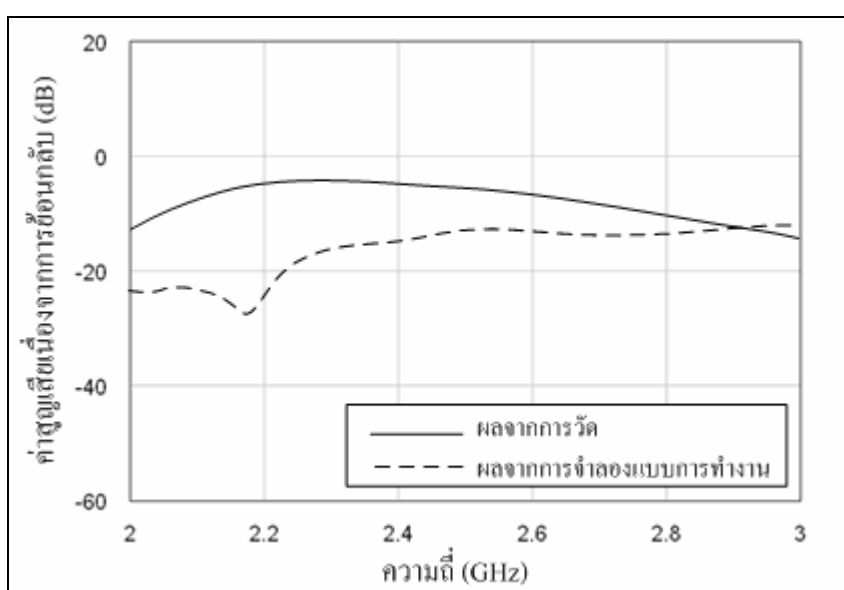
ระดับสัญญาณรับ (dB)	ระดับสัญญาณด้านส่ง(dB)				อัตราการรับส่งข้อมูล (Mbps)
	-5	0	5	10	
	ระยะทาง (กิโลเมตร)				
≥ -75	5.51	9.80	17.42	30.97	11
-76 ถึง -79	8.73	15.52	27.61	49.09	5.5
-80 ถึง -81	10.99	19.54	34.75	49.09	2
-82 ถึง -84	15.52	27.61	49.09	87.30	1

4.5 สรุป

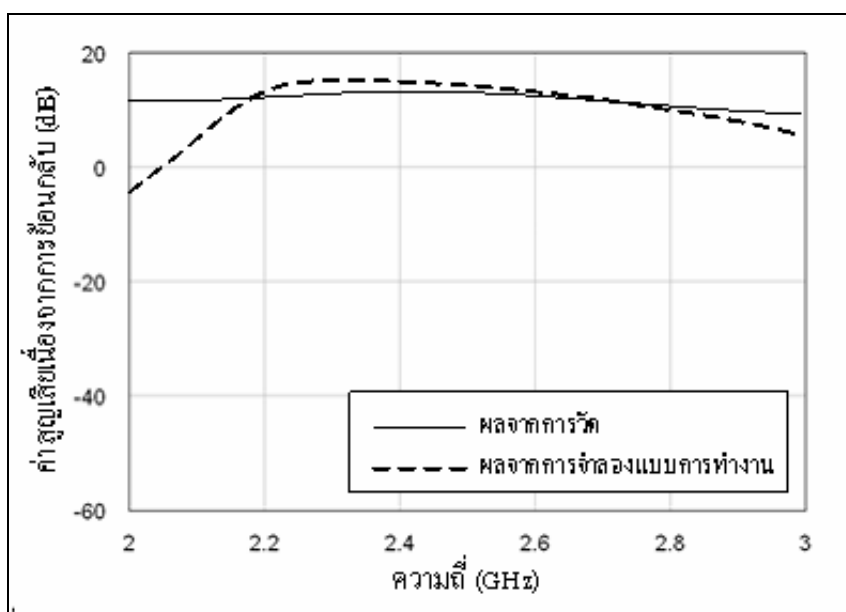
จากผลการทดสอบวงจรขยายแบบสองทิศทาง ภาครับ และภาคส่ง เมื่อเปรียบเทียบกับ จำลองแบบการทำงานผลที่ได้จากการทดสอบมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการออกแบบแสดง ดังรูป 4.35, 4.36, 4.37, 4.38, 4.39, 4.40, 4.41 และ 4.42



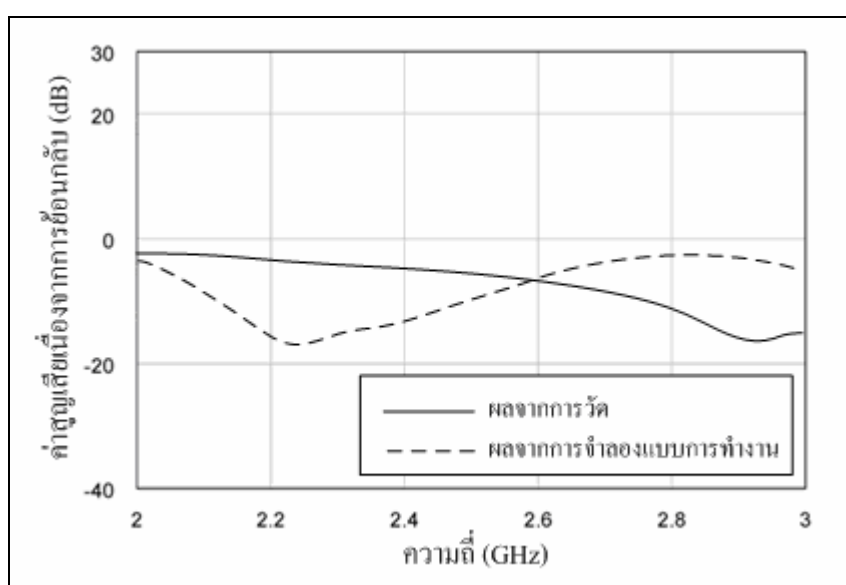
รูปที่ 4.35 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุตของภาครับ



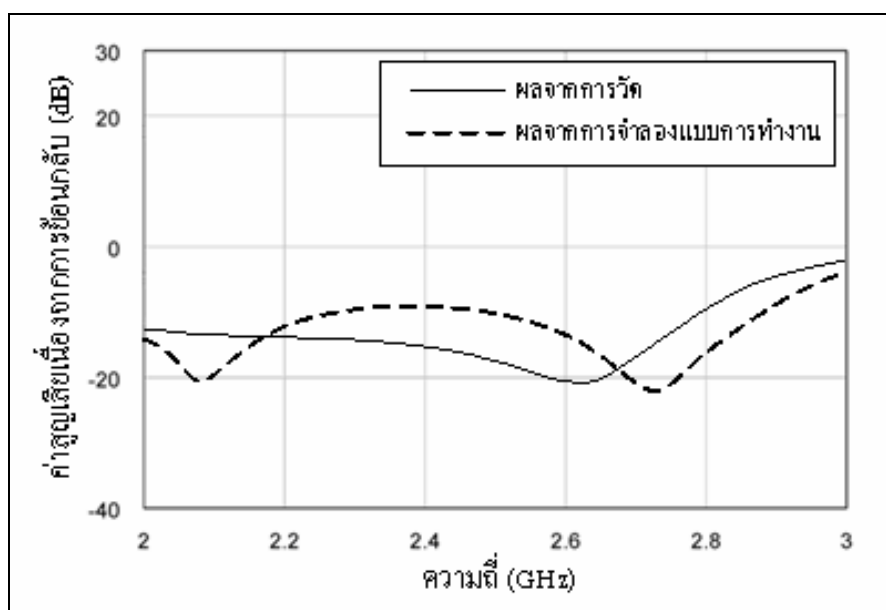
รูปที่ 4.36 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุตของภาครับ



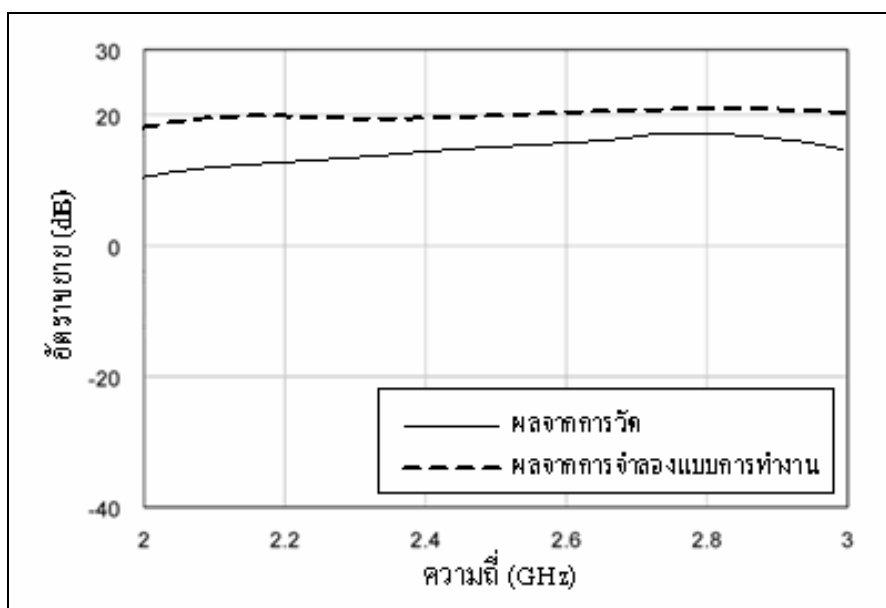
รูปที่ 4.37 เปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณด้านภากรับ



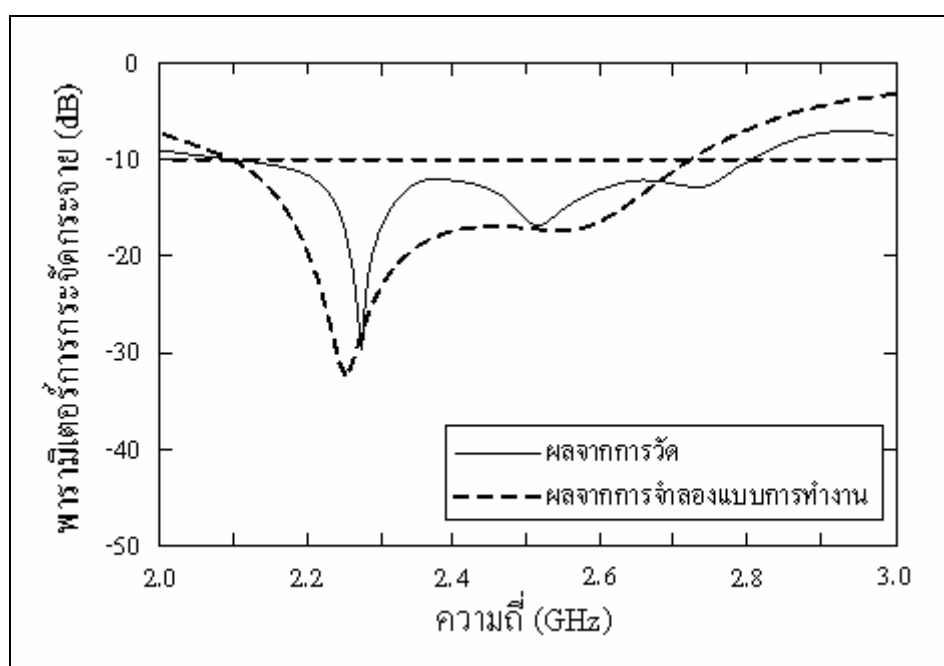
รูปที่ 4.38 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านอินพุตของภาคส่ง



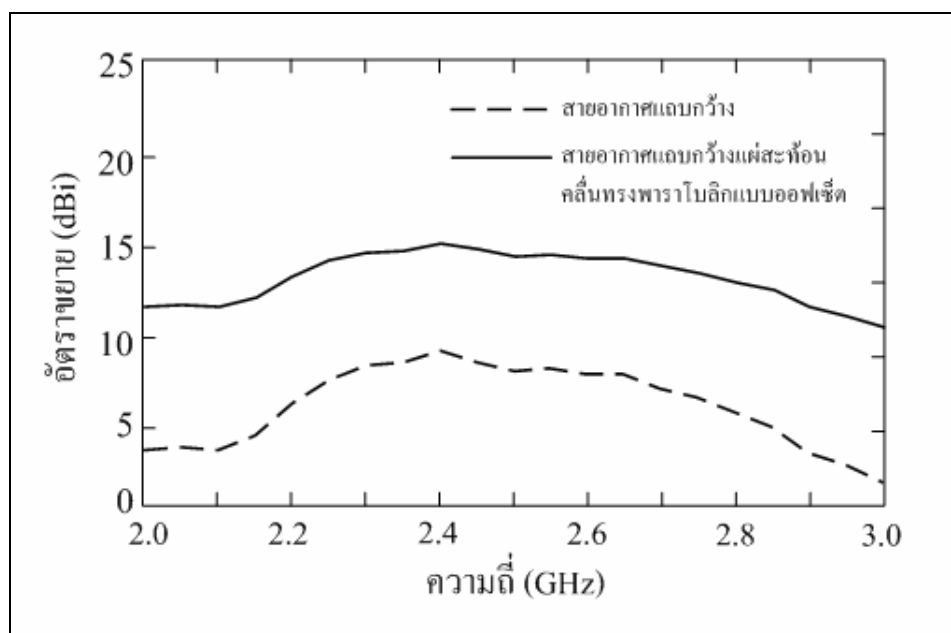
รูปที่ 4.39 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับด้านเอาต์พุตของภาครับ



รูปที่ 4.40 เปรียบเทียบอัตราขยายสัญญาณด้านภาคส่ง



รูปที่ 4.41 เปรียบเทียบค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ



รูปที่ 4.42 เปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศแถบกว้างกับสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนพาราโบลิกแบบออฟเซต

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ ทดสอบ และเปรียบเทียบผลของการวัดผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง การวิจัยเริ่มจากการศึกษาเนื้อหาและความสำคัญของปัญหา ตั้งวัตถุประสงค์ของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของการวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย

จากนั้นทำการศึกษาทฤษฎีของโครงข่ายทอว์งถิ่นไร้สายที่ใช้กันในปัจจุบัน ศึกษาวิเคราะห์ระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายทอว์งถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุด ทฤษฎีสายอากาศ ศึกษาวิเคราะห์ทฤษฎีวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง ออกแบบวงจร และทำการจำลองแบบการทำงานวงจรด้วยโปรแกรมออกแบบความถี่สูงในภาครับ และภาคส่งสัญญาณ

ทำการออกแบบระบบเครื่องรับส่งความถี่ 2.45 GHz สำหรับการเชื่อมต่อโครงข่ายทอว์งถิ่นไร้สายแบบจุดต่อจุดโดยแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนที่หนึ่งเป็นการออกแบบสายอากาศแถบกว้างให้มีอัตราการขยายสูงขึ้น และมีการเจาะจงทิศทาง โดยการเพิ่มแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเซต และส่วนที่สองเป็นการออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง ใช้อุปกรณ์วงจรรวมไมโครเวฟ เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ และการสร้าง อีกทั้งอุปกรณ์วงจรรวมไมโครเวฟยังมีราคาถูก แต่ให้ประสิทธิภาพสูง

ในส่วนของการทดลองและผลการทดลอง ได้ทำการวัดผลตอบแทนทางความถี่ของสายอากาศแถบกว้าง และสายอากาศแถบกว้างแบบมีแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลาแบบออฟเซต ผลจากการวัดได้อัตราการขยายสัญญาณเพิ่มขึ้นประมาณ 5 dBi แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมีทิศทางการแพร่คลื่นในทิศทางเฉพาะสูง ค่าความกว้างลำคลื่นกำลัง 20° อัตราการแพร่กระจายคลื่นมากกว่า 20 dB เหมาะสำหรับการใช้เป็นสายอากาศสำหรับสถานีฐานและการเชื่อมต่อสัญญาณแบบจุดต่อจุด ส่วนวงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทางที่ได้ทำการออกแบบบนโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่ย่านความถี่ 2-3 GHz ได้ทำการทดลองโดยแยกวงจรเป็นสองภาค คือภาครับซึ่งให้อัตราการขยายสัญญาณประมาณ 15 dBm ที่ความถี่กลาง 2.45 GHz และภาคส่งให้อัตราการขยายสัญญาณประมาณ 12 dBm ที่ความถี่กลาง 2.45 GHz

สรุปผลที่ได้จากการทดสอบมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากโปรแกรมออกแบบความถี่สูง แต่ผลจากการทดสอบจะให้ค่าต่ำกว่าที่ได้จากการออกแบบ เนื่องจากปัจจัยต่าง ๆ จากการสร้างวงจร มีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นได้ เช่นขนาดของไมโครสตริปที่ได้จากการกัดลายวงจรพิมพ์ของน้ำยากัด แผ่นวงจรพิมพ์ ค่าความต้านทาน ค่าตัวเก็บประจุ หัวต่อ SMA การเจาะรูเพื่อต่อกับระนาบกราวด์ ด้านล่างและอื่น ๆ ที่ไม่สามารถควบคุมได้ เช่นอุณหภูมิ ซึ่งวงจรสามารถนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม ไมโครเวฟได้

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบวงจรไมโครเวฟ ลงบนแผ่นวงจรพิมพ์นั้น ส่วนที่สำคัญคือ วัสดุ อุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจร เช่น วงจรรวม ตัวทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ และแผ่นวงจรพิมพ์ ต้องเลือกที่มีความหนาและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่แน่นอนและเหมาะสมกับงานที่เราออกแบบ เพราะถ้าหากเลือกใช้ค่าที่ไม่เหมาะสมแล้วอาจทำให้เป็นปัญหาในการสร้าง เนื่องจากเครื่องมือในการช่วยสร้างมีข้อจำกัด เช่นการเจาะรูแผ่นวงจรพิมพ์โดยใช้เครื่องเจาะรูที่ใช้ดอกเจาะที่ไม่เหมาะสมจะทำให้ลายทองแดงบนแผ่นวงจรพิมพ์เป็นรอยฉีกขาด ทำให้สิ้นเปลืองแผ่นวงจรพิมพ์ซึ่งแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานความถี่สูงมีราคาแพง และหาซื้อยาก ผู้วิจัยคิดว่าการสร้างลายวงจรด้วยวิธีการใช้วิธีดั้งเดิม คือการใช้เฟอร์ริคคลอไรด์ (FeCl_3) หรือน้ำยากัดปรินท์ที่มีขายทั่วไปตามร้านจำหน่ายอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งทำให้ลายวงจรไม่เป็นรอยฉีกขาดเนื่องจากการใช้เครื่องมือเจาะรู อีกทั้งแผ่นซับสเตรต ก็ไม่เป็นรอยฉีกอีกด้วย

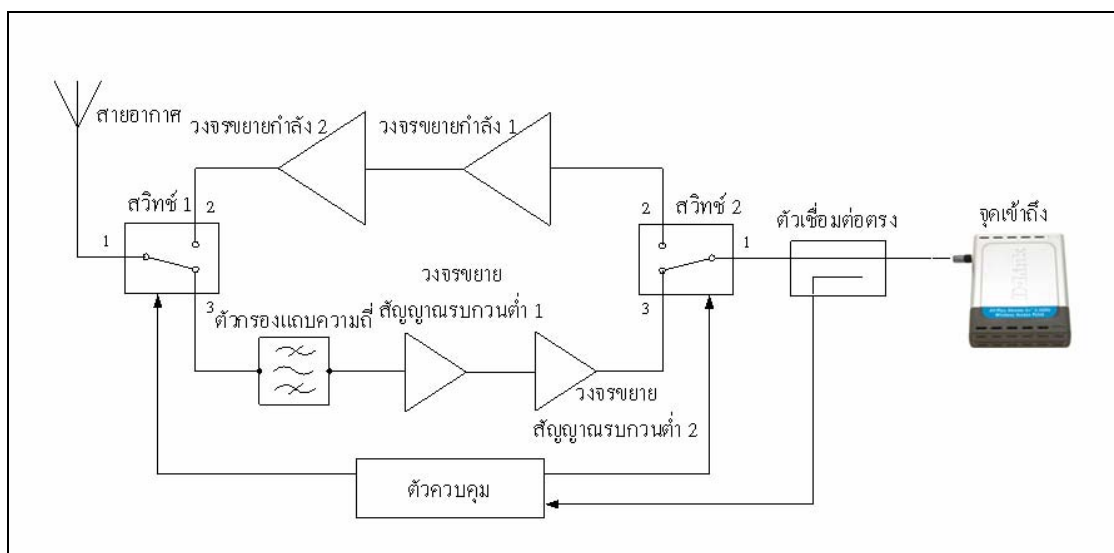
การเลือกอุปกรณ์สำหรับประกอบวงจรในภาครับสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ ต้องเลือกที่มี ตัวเลขสัญญาณรบกวนไม่ควรเกิน 2 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz

การจำลองแบบการทำงานของวงจรรับส่งความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรมออกแบบความถี่สูง เนื่องจากอุปกรณ์บางตัว เช่น วงจรขยายกำลัง วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ สวิตช์ ไม่มีในไลบรารี จึงต้องสร้างขึ้นเองโดยทำการโหลดข้อมูลการพารามิเตอร์การกระจายของอุปกรณ์ตัวนั้นจากบริษัทผู้ผลิต คือ <http://www.hittite.com> แล้วเพิ่มเข้าไปในโปรแกรม จึงจะสามารถจำลองแบบการทำงานได้

5.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

แนวทางการพัฒนาต่อไปของวงจรรับส่งขยายสัญญาณสองทิศทาง สามารถเลือกวงจรรวมไมโครเวฟ ที่มีอัตราขยายสัญญาณที่สูงขึ้น หรือการเพิ่มวงจรรวมไมโครเวฟ อีกหนึ่งหรือสองส่วน เพื่อการรับส่งที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ดังรูปที่ 5.1 แต่การเพิ่มอัตราขยายสัญญาณด้วย

การเพิ่มส่วนของวงจรขยายต้องระวังสัญญาณรบกวนที่ถูกขยายมาด้วยโดยเฉพาะวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 5.1 ระบบเครื่องรับส่งสัญญาณความถี่ 2.45 GHz สำหรับโครงข่าย
ท้องถิ่นไร้สายใช้วงจรขยายสัญญาณ 2 ส่วน

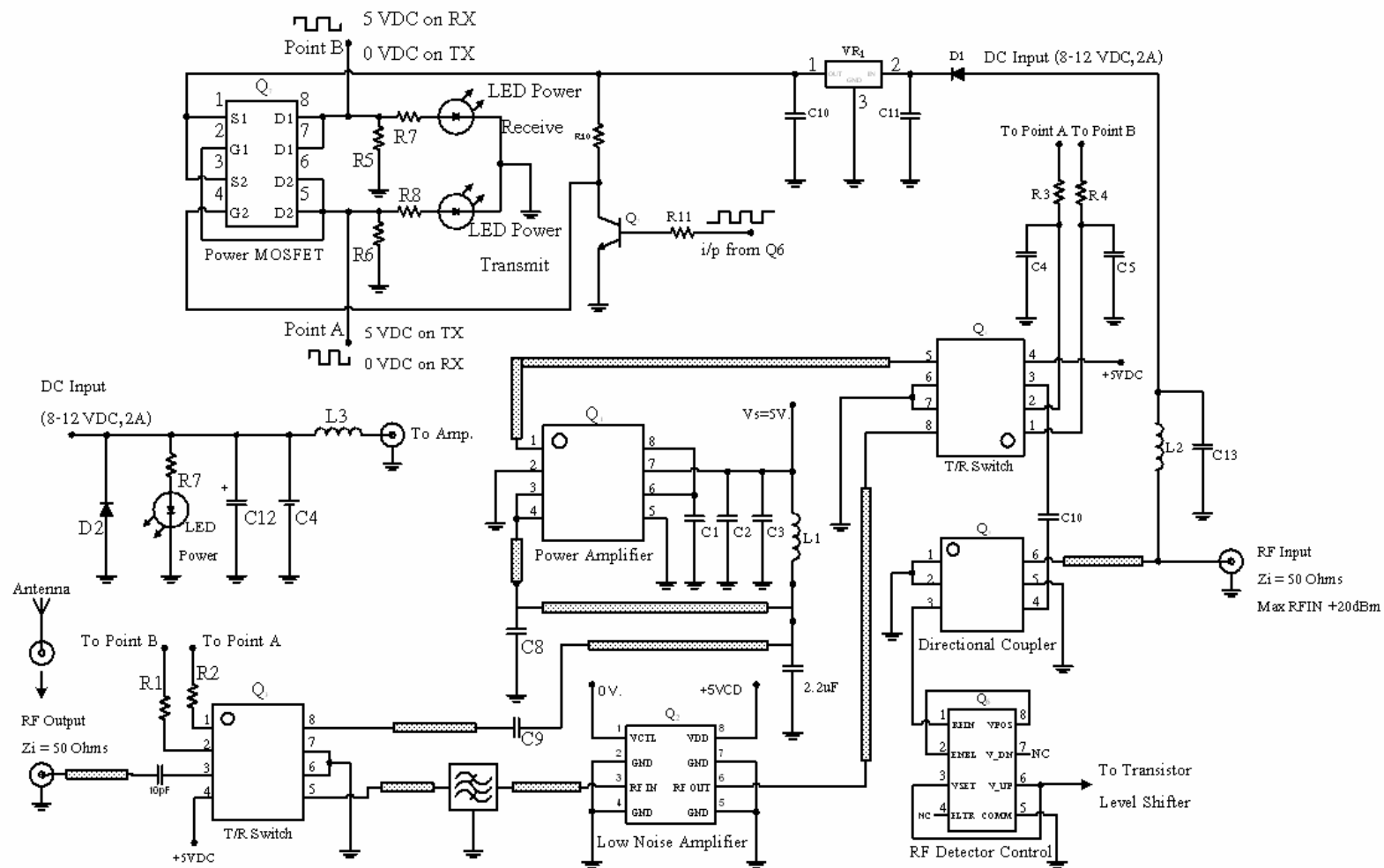
รายการอ้างอิง

- รังสรรค์ วงศ์สรรค์ และ ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์. (ม.ป.ป.). **คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ.**
สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- รังสรรค์ วงศ์สรรค์. (2548). **วิศวกรรมสายอากาศ.** [ออนไลน์]. ได้จาก: www.sut.ac.th/E-texte/Eng/Antennas/index.html
- Gonzalez, Guillerno. (1984) **Microwave transistor amplifiers analysis and design.** 2nd edition:
Prentice Hall
- Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko., **RF circuit design : theory and applications,** Upper Saddle
River, NJ : Prentice Hall :463-527
- Balanis, C. A. (1997). **Antenna Theory: Analysis and Design.** John Wiley & Sons,Inc.
- Devendra K.Misra. **Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits Analysis and
Design.** John Wiley & Sons,Inc.
- Jordan, R. and Abdallah, C. T. (2002). Wireless communica-tions and networking: an overview,”
IEEE Trans.Antennas Propagat. pp. 185-193
- Thongsopa, C.; Jarataku, P.; Sukpong, P. (2005). Wideband U-shaped cross section antenna with a
strip on a U-shaped ground plane **Microwave, Antenna, Propagation and EMC
Technologies for Wireless Communications MAPE 2005. IEEE International
Symposium,** 8-12 Aug. 2005, pp: 458 – 461
- Thongsopa, C., Srimoon D., and Jarataku, P. (2007). A U-Shaped Cross Sectional Antenna on a
U-Shaped Ground Plane with an Offset Parabolic Reflector for WLAN. **IEEE AP-S
International Symposium 2007,** 10-15 JUN. 2007.
- Kin-Lu Wong, Fu-Ren Hsiao, (2004). Tzung-Wern Chiou Omnidirectional planar dipole array
antenna Antennas and Propagation, **IEEE Transactions** on Vol. 52, Issue 2, Feb. 2004
pp.624 – 628
- Kishk, A.A.; Shafai, L.; Small reflector antenna with low sidelobes Antennas and Propagation,
IEEE Transactions on Vol. 51, Issue 10, Part 2, Oct. 2003 pp: 2907 – 2912

- Jamnejad-Dailami, V.; Rahmat-Samii, Y.; Some important geometrical features of conic-section-generated offset reflector antennas **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on** [legacy, pre - 1988] Vol.28, Issue 6, Nov 1980 pp: 952 – 957
- IEEE TR.Jordan and C.T.Abdallah, Wireless communications and networking: an overview rans. **Antennas Propagat. Mag.**, vol. 44, no. 1, Feb. 2002,pp. 185-193
- Lee, R.T.and Smith, G.S.;A design study for the basic TEM horn antenna **Antennas and Propagation Magazine**, IEEE Vol. 46, Issue 1, Feb 2004, pp: 86 - 92
- A.W.Love (ed.), Reflector Antennas. IEEE Press, New York. 1978.
- Kummer, W.H.;**Basic array theory** Proceedings of the IEEE Volume 80, Issue 1, Jan. 1992, pp: 127 – 140.
- Khabbaz, B.; Douglas, A.; DeAngelis, J.; Hongsmatip, L.; Pelliccia, V.; Fahey and W.; Dawe, G.; A high performance 2.4 GHz transceiver chip-set for high volume commercial applications **Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium**, 1994. Digest of Papers., IEEE 1994 22-25 May 1994, pp: 11 – 14
- Villain, F.and Chiesa, J.; A fully integrated front-end for 2.4 GHz low power applications **Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium**, 2000. 22nd Annual 5-8 Nov 2000, pp: 37 – 39
- Neeli R. Prasad, N.R.;IEEE 802.11 system design, **Personal Wireless Communications, 2000 IEEE International Conference** on 17-20 Dec. 2000, pp:490 – 494
- T.S. Rappaport, **Wireless Communications** : Principles and Practice, Upper Saddle River, New Jersey, Prentice Hall, 2002.

ภาคผนวก ก.

วงจรรยายสัญญาณแบบสองทิศทาง



วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

ภาคผนวก ข.

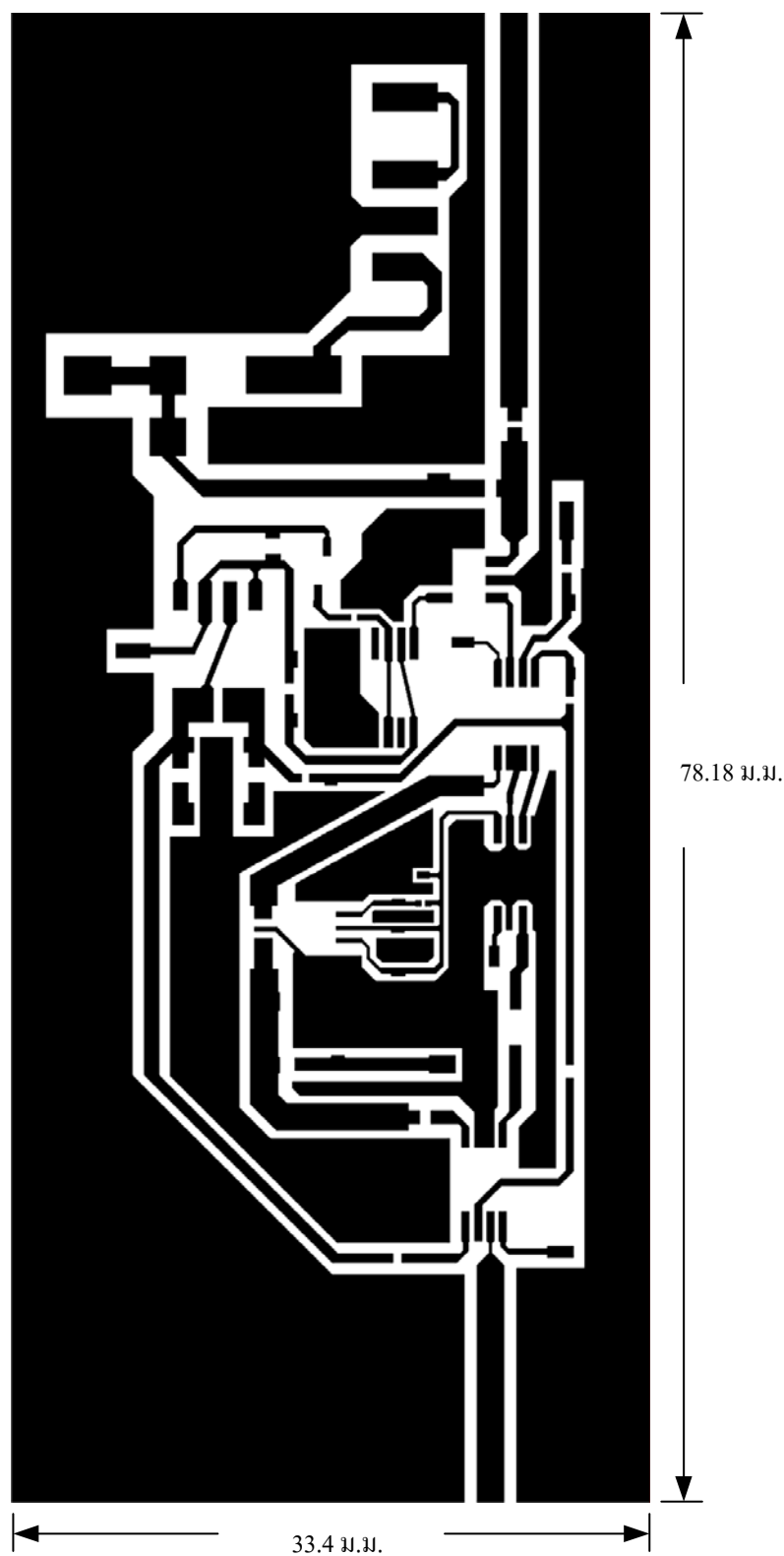
รายการอุปกรณ์วงจรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง

ตารางแสดงรายการอุปกรณ์ (Part list) ที่ใช้ประกอบวงจร

ขนาด	หน่วย	รายละเอียด	จำนวน	ID	ยี่ห้อ	เบอร์	ราคา
-	-	GaAs InGaP HBT MMIC Power Amplifier, 2.2 - 2.8 GHz	1	Q_1	Hittite	HMC414MS8G	156
-	-	GaAs MMIC Low noise amplifier with AGC, 2.3 - 2.5 GHz	1	Q_2	Hittite	HMC287MS8	58
-	-	GaAs MMIC T/R Switch	2	Q_{3-4}	Hittite	HMC574MS8	78
-	-	Directional coupler 2.3–2.6 GHz	1	Q_5	Skyworks	DC25-73	83
-	-	Operational Amplifier	1	Q_6	AD	AD8314ARMZ	445
-	-	P-Channel power MOSFET	1	Q_6	Harris	RF1K49093	1,695
-	-	NPN Small signal transistor	1	Q_7	Diodes	MMST2222A	1,695
-	-	Positive Voltage Regulators	1	Q_8	ST	LM7805	15
-	-	BPF	1		Murata	DFCB22G44LBJAA	
330	pF	Cap, 0603, Ceramic	2	C_{1-2}	Digikey	-	2
2.2	pF	Cap, 0603, Ceramic	1	C_3	Digikey	-	2
10	pF	Cap, 0603, Ceramic	4	C_{4-7}	Digikey	-	2
2.7	pF	Cap, 0603, Ceramic	1	C_8	Digikey	-	2
100	pF	Cap, 0603, Ceramic	1	C_{9-10}	Digikey	-	2
47	uF	Cap, Electrolyte	1	C_{11}	Digikey	-	2
220	uF	Cap, Electrolyte	1	C_{12}	Digikey	-	2
0.01	uF	Cap, 0603, Ceramic	1	C_{13}	Digikey	-	2
18	nH	Ind, 0603	3	L_{1-3}	Digikey	-	2
100	Ω	Res, 1/10W,0805	4	R_{1-4}	Digikey	-	2
1000	Ω	Res, 1/10W,0805	2	R_{5-6}	Digikey	-	2
390	Ω	Res, 1/10 W,0805	2	R_{7-8}	Digikey	-	2
22	Ω	Res, 5 W	1	R_9	Digikey	-	2
4700	Ω	Res, ½ W	1	R_{10}	Digikey	-	0.5
1500	Ω	Res, ½ W	1	R_{11}	Digikey	-	0.5
-	-	Diode, ½ A	2	D_{1-2}	-	1N5401	1
-	-	LED	2	LED_{1-2}	-	-	1
-	-	IC Regulate	1	VR_1	NS	LM7805	15
-	-	Connector, SMA(F)	2		RIGID	158150	100

ภาคผนวก ก.

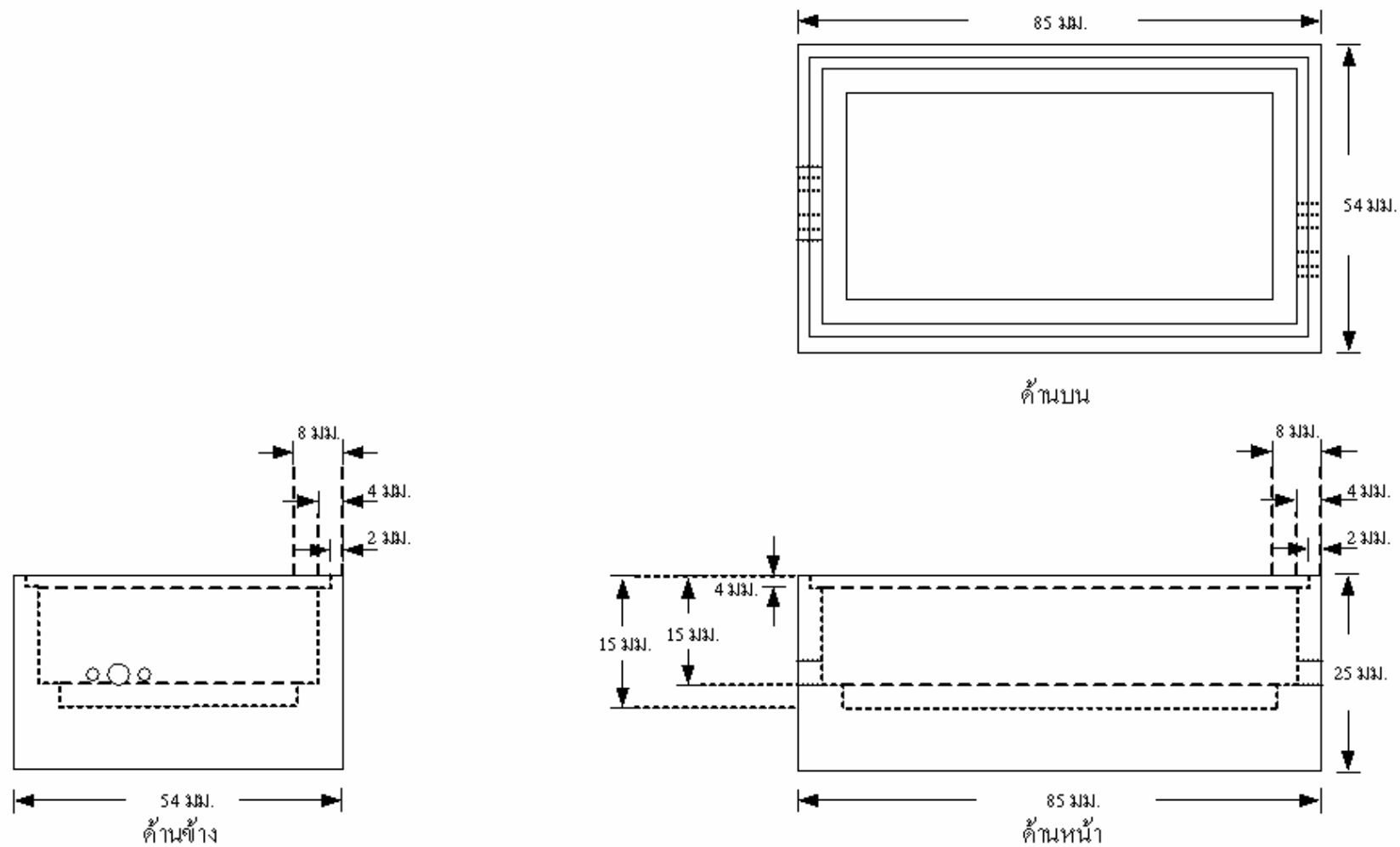
รายละเอียดลายวงจรพิมพ์



รายละเอียดลายวงจรพิมพ์

ภาคผนวก ง.

กล่องใส่วงจรรขยายสัญญาณแบบสองทิศทาง



ขนาดก่อสร้างไม้วงจระเขยสัญญาณแบบสองทิศทาง

ภาคผนวก จ.

รายละเอียดทางเทคนิคสายอากาศแถบกว้างแผ่นสะท้อนคลื่น
ทรงพาราโบลิคแบบออฟเซต

รายละเอียดทางเทคนิคสายอากาศแถบกว้างแผ่นสะท้อนคลื่นทรงพาราโบลิคแบบออฟเซ็ต

ความถี่	2400 – 2500 MHz
อัตราขยาย	~ 15 dBi
โพลาไรซ์	แนวตั้ง หรือ แนวนอน
อิมพีแดนซ์	50 โอห์ม
อัตราส่วนหน้าต่อหลัง	>20 dB
หัวเชื่อมต่อ	SMA
ขนาด	35 เซนติเมตร
น้ำหนักรวม	350 กรัม

ภาคผนวก จ.

รายละเอียดทางเทคนิควงจรรขยายสัญญาณสองทิศทาง

รายละเอียดทางเทคนิควงจรขยายสัญญาณสองทิศทาง

ความถี่	2400 – 2500 MHz
อัตราขยายสัญญาณภาครับ	15 dB
อัตราขยายสัญญาณอินพุตภาครับ	-50 dB
อัตราขยายสัญญาณภาคส่ง	12 dB
อัตราขยายสัญญาณเอาต์พุตภาคส่ง	5 dBm
โหมดการทำงาน	สองทิศทาง ครึ่งดูเพล็กซ์ รับ-ส่งสัญญาณอัตโนมัติ
อิมพีแดนซ์	50 โอห์ม
ขั้วเชื่อมต่อ	SMA × 2
ขนาด	5.4(ก) × 8.5(ย) × 2.5(ส) เซนติเมตร
น้ำหนักรวม	154 กรัม
ไฟเลี้ยงวงจร	12 V.DC. 0.5 A.

ภาคผนวก ข.

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

รายชื่อบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

1.Thongsopa, C.; Jarataku, P. and Sukpong, P. (2005). Wideband U-shaped cross section antenna with a strip on a U-shaped ground plane **IEEE 2005 Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications MAPE 2005. IEEE International Symposium**, 8-12 Aug. 2005, pp: 458 – 461

2.ประพล จาระตะคุ และ ชาญชัย ทองโสภณ วจระขยาขสัญญาณสองทิศทางความถี่ 2.45 GHz สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ ครั้งที่ 5 10-11 พฤษภาคม 2550 pp : 197 - 201

3.Thongsopa, C., Srimoon D. and Jarataku, P. (2007). A U-Shaped Cross Sectional Antenna on a U-Shaped Ground Plane with an Offset Parabolic Reflector for WLAN. **IEEE AP-S International Symposium 2007**, 10-15 JUN. 2007, pp: 5159-5162

ประวัติผู้เขียน

นายประพล จาระตะคุ เกิดเมื่อวันที่ 14 กันยายน พ.ศ. 2511 ที่อำเภอจัตุรัส จังหวัดชัยภูมิ ปัจจุบันอาศัยอยู่บ้านเลขที่ 104 หมู่ที่ 2 ตำบลสุรนารี อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับอนุปริญญา เมื่อปี พ.ศ. 2532 ที่แผนกอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนเทคโนโลยีช่างกลพาณิชย์การนครราชสีมา จังหวัดนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี คณะไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์ (อศ.บ.) สาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ จากมหาวิทยาลัยสยาม กรุงเทพมหานคร เมื่อปี พ.ศ. 2536

ในปี พ.ศ. 2537 – 2538 ได้ทำงานในตำแหน่งวิศวกร ที่บริษัท พี เจ แอดเวอร์ไทซิง จำกัด และบริษัท สเปคไทย จำกัด กรุงเทพมหานคร ในปี พ.ศ. 2547 ศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยได้รับเงินอุดหนุนเพื่อทำวิทยานิพนธ์ระดับบัณฑิตศึกษา ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2549 จากสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปัจจุบันเป็นพนักงานองค์กรของรัฐในตำแหน่งวิศวกร สังกัดศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา